# 前　　言

当前，核辐射测量技术已不仅仅应用于核研究，而且成为其他许多部门（例如医学、生物学、化学、考古学、地质学及其他学科）的辅助手段。本书所涉及的核电子学，拟就核辐射探测器及电测量仪器，向广大的核技术应用工作者作一简略介绍。

本书是在联邦德国T. Friese所著《核电子学》(1981.9）一书的基础上编译而成的。补充的几个章节，从内容上有所扩充，有所深化。我们尽量以一些较新的资料，反映当前这一领域内新的进展。

这本书的特点是文字比较简练，没有复杂的理论计算和推导，而侧重于介绍基本原理和实际使用中经常用得着的结论。虽然文字不多，但不少章节在同类书中还是有新意的。为帮助核测量技术工作者使用好一些比较复杂的测量系统，书中还提供了一些有用的知识。

我们希望这本书不仅对从事核测量技术工作的科技人员会有所帮助，而且对从事核电子学研究的专业工作者和大专院校核专业的师生也会起到参考作用。

编译者

# 目录

**前言**

## 第一部分 探测器


第一章 充气探测器 …………………………………… ( 1 )
1.1 原理 …………………………………… ( 1 )
1.2 电离室 …………………………………… ( 3 )
1.3 正比计数器 …………………………………… ( 6 )
1.4 盖革-弥勒计数管 …………………………………… ( 8 )
1.5 自猝灭流光(SQS)探测器 …………………………………… ( 12 )
1.6 气体多丝室 …………………………………… ( 14 )
第二章 半导体探测器 …………………………………… ( 19 )
2.1 原理 …………………………………… ( 19 )
2.2 硅带电粒子探测器 …………………………………… ( 20 )
2.3 硅和锗光子探测器 …………………………………… ( 21 )
第三章 闪烁探测器 …………………………………… ( 25 )
3.1 原理 …………………………………… ( 25 )
3.2 光电倍增管 …………………………………… ( 25 )
3.3 闪烁体 …………………………………… ( 30 )
第四章 切伦科夫探测器 …………………………………… ( 34 )
4.1 原理 …………………………………… ( 34 )
4.2 辐射体 …………………………………… ( 34 )
4.3 分类及应用 …………………………………… ( 35 )
第五章 核乳胶及固体径迹探测器 …………………………………… ( 38 )
5.1 概述 …………………………………… ( 38 )

5.2 核乳胶 …………………………………………… ( 38 )
5.3 固体径迹探测器 …………………………………… ( 41 )
第六章 热释光探测器 …………………………………… ( 44 )
6.1 原理 ……………………………………………… ( 44 )
6.2 材料与器件 ………………………………………… ( 45 )
6.3 特点及应用 ………………………………………… ( 46 )
第七章 自给能探测器 …………………………………… ( 48 )
7.1 原理 ……………………………………………… ( 48 )
7.2 自给能中子探测器 ………………………………… ( 49 )
7.3 自给能γ探测器 …………………………………… ( 51 )
附表 探测器汇总表 ……………………………………… (插页)

## 第二部分 核电子学

第八章 核脉冲测量系统 ………………………………… ( 53 )
8.1 探测器信号的信息量 ……………………………… ( 53 )
8.2 测量系统的组合单元 ……………………………… ( 53 )
8.3 典型的测量系统 …………………………………… ( 57 )
第九章 脉冲放大器 ……………………………………… ( 59 )
9.1 前置放大器 ………………………………………… ( 59 )
9.2 脉冲放大器 ………………………………………… ( 67 )
9.3 同轴电缆的信号传输 ……………………………… ( 78 )
第十章 甄别器 …………………………………………… ( 83 )
10.1 幅度甄别器 ……………………………………… ( 83 )
10.2 定时甄别器 ……………………………………… ( 86 )
10.3 脉冲形状甄别器(PSD) ………………………… ( 87 )
第十一章 符合与反符合电路 …………………………… ( 88 )
第十二章 计数系统 ……………………………………… ( 92 )
12.1 率表 ……………………………………………… ( 92 )

12.2 计数器、定时器和数字率表 …………………………（95）
12.3 计数系统中的死时间 ……………………………………（99）
第十三章 多道分析器 ……………………………………（101）
13.1 原理 ……………………………………………………（101）
13.2 模拟-数字变换器(ADC) ………………………………（104）
13.3 稳谱 ……………………………………………………（107）
13.4 数据处理 ………………………………………………（108）
13.5 γ谱分析…………………………………………………（108）
第十四章 标准系统 ………………………………………（113）
14.1 NIM系统 ………………………………………………（113）
14.2 CAMAC系统 ……………………………………………（124）

# 第一部分 探 测 器

## 第一章 充气探测器〔1、2、5、6、13～20〕

### 1.1 原理

充气探测器一般为内部充有气体的平板形或圆柱形的电容器，其中气体作为工作介质。加到电极（阳极和阴极）上的直流电压产生强度恒定的或双曲线式的电场。若有致电离粒子（α、β、重离子等）通过，则将因造成气体电离而损失其能量。这时所产生的带电粒子（离子、电子）将分别向两电极漂移。最初产生的电荷载流子对数$n=E_{abs}/E_i$，其中$E_{abs}$是吸收能量，$E_i$是气体的平均电离能量，约为30eV。平均漂移速度为

$$V=\mu\frac{F}{p}$$

式中：$F$是电场强度；$p$是气体压力；$\mu$是与$F$和$p$紧密相关的迁移率。（在正常的温度和压力下，$F=1$kV/cm时，电子的漂移速度约为$10^6$～$10^7$cm/s；离子的漂移速度约为电子的千分之一。）

当$F$值较小时（0～50V/cm），所产生的电子和离子中

将有一大批因复合而损失掉，输出电荷脉冲$q_0$也将小于最初产生的电荷$n\cdot e$，$e=1.6\times10^{-19}$As。如果电场强度增强，则所有离子和电子都将到达各自的电极。$F$值再增加到一定限度，输出信号$q_0$保持不变（见图1.1）。

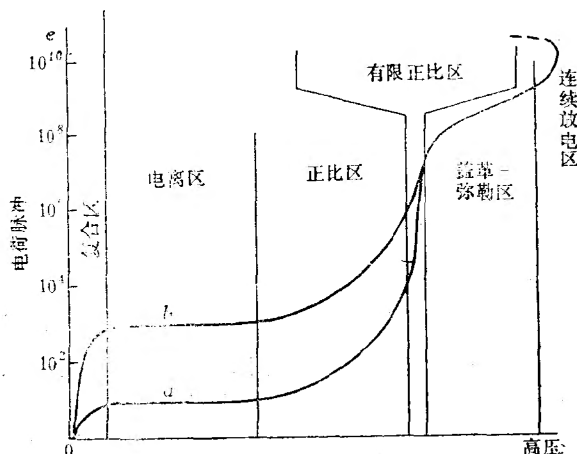



图1.1 脉冲幅度与充气探测器所加电压的关系曲线

$a$——初始电离低；$b$——初始电离高。

这个区域称为电离区。直流电流$I=n\cdot e$。

当$F$值明显增加时(在使用中可将一根细金属丝作阳极，形成强双曲线电场来实现这一点），电子的能量在它们的平均自由程上也增大，以致它们能够通过碰撞和光电发射而使其他分子电离。这种“汤逊”雪崩效应引出一个与$F$密切相关的气体放大倍数$M$，而输出电荷脉冲$q_M=M\cdot n\cdot e$。$M$与$n$（即$n$的实际值）无关的区域称为正比区。随着$F$值的进一步增加，初始电子多的倍增较小，而初始电子少的倍增较大。

这是因为在大信号时，沿金属丝产生了正离子鞘，电场强度因此而降低了。这个区域称为有限正比区。其后是盖革一弥勒（G-M）区。在这一区域内，初始电离沿金属丝引起全面雪崩放电，输出电荷信号的大小与初始电离完全无关。在该区内，气体倍增的相对增量比在正比区内的要少。

实际上G-M区与电晕放电区是相同的，只有采用一种特殊的猝灭方法以避免连续放电，G-M计数管才能工作。

在G-M区之后，曲线又回到辉光放电区。除电场强度$F$外，气体放大倍数$M$还受气体或混合气体的类别、温度$T$、气体压力$p$和探测器室的几何形状等的制约。$p$高要求$F$也高。

## 1.2 电离室

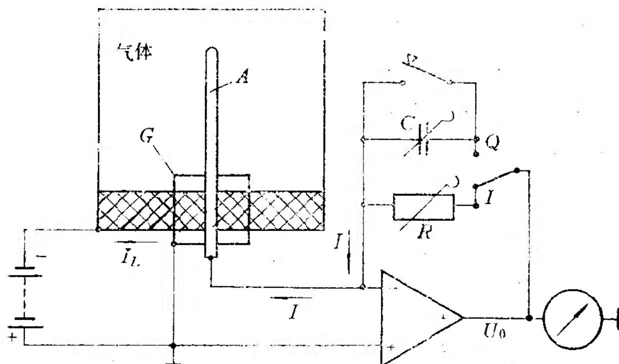



图1.2 电流电离室的原理

$G$——保护环；$A$——阳极；$I=\frac{U_0}{R}$；$Q=U_0C$。

图1.2表示一个典型的带有电流或电荷测量电路的圆柱

形电离室，在中心电极（阳极）上收集到的电子以小电流（典型值$10^{-14}$～$10^{-8}$A）的形式流向灵敏的电流-电压变换器。漏电流$I_L$（它可以通过绝缘体从阴极的负电位流出）由一个保护环接地。由于阳极电位也接地（通过放大器实际接地），实际上漏电流并不流向阳极。测到的电流正比于剂量率。将电容器上的电流积分就得到正比于剂量的读数。

由于电离室角落处的电场强度弱而形成的复合现象，使这种简单电离室的有效体积不能确切得知。作为剂量监测，使用的是有效体积能确定的电离室。

在有γ辐射存在的情况下测量中子注量率，可以使用补偿电离室，如图1.3所示。两个大小相等的电离室以差分方式工作。其中一个只对γ灵敏，另一个既对γ灵敏，并通过$^{10}B$的（n,α）反应对中子也灵敏。通过机械调节或电场调节可以实现对γ的精确补偿。

当电离程度极高时，电子-离子对的数目极大，因而可以把所产生的电流脉冲$i(t)$或电荷脉冲$q$用来计数单个事件。电流脉冲包含一个时间短的高强度电子部分和一个时间长的

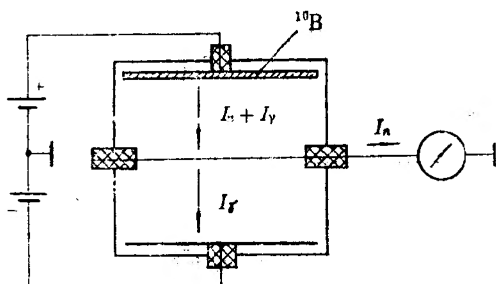



图1.3　测量中子注量率用的补偿电离室

低强度离子部分（电子漂移大约比离子漂移快1000倍）。电流脉冲的形状和收集时间依赖于电离径迹的位置和长度，如图1.4所示。

时间长的离子部分可以通过微分加以抑制。余下的电子脉冲幅度不仅依赖于吸收能量，而且依赖于电离的位置。在弗利希（Frisch）电离室中有一个栅极将有效电离体积与电子漂移空间分开，后者用于产生正比于吸收能量的电子部分的输出电流信号。

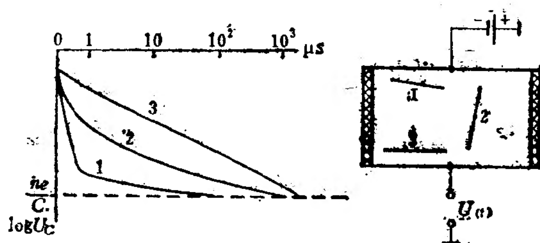



图1.4　脉冲电离室的电压输出信号

1、2、3——各种电离径迹。

在核反应堆启动或堆芯中子注量率测量等场合，常用一种裂变电离室。它是一种涂裂变物质的脉冲电离室，用于测量中子注量率。裂变物质大多使用$^{235}U$，也有使用$^{238}U$、$^{239}Pu$等的。裂变物质涂覆在电离室极板表面。中子射入后，与裂变物质发生裂变反应，产生两个具有极大电荷及能量很高的裂变碎片，它们在气体中引起强烈电离，使电离室输出较大幅度的脉冲信号，远比其他的α、β、γ辐射产生的信号幅度大得多。采用电子学甄别电路，极易去除α、β、γ本底。加之它们能耐高温和强辐照，所以已成为核反应堆中不可缺

少的探测器。

## 1.3 正比计数器

正比计数器中有一根很细的金属丝作阳极。因此，在紧靠阳极的地方电场相当强，基本上所有由汤逊雪崩引起的二次和二次以上的电离都产生在金属丝附近。由于这个区域的体积与全室的总体积（产生初始电离的地方）相比是很小的，所以输出信号实际上与电离位置无关。

气体放大倍数为

$$M=f+\alpha f^2+\alpha^2 f^3+\cdots=\frac{f}{1-\alpha f}$$

式中：$f$是最初雪崩的倍增系数；$\alpha$是次级电子通过光电发射产生第三级电子的几率，$\alpha f<1$ 。

在严格的正比区内（图1.1），$M$与初始电离无关。只要金属丝周围的正离子引起的空间电荷不是很大，这就成立。实际上，这个区的限量大约是$10^6$个离子。因而，对于有着$10^3$～$10^4$电子-离子对的初始电离来说，其最大$M$值局限在$10^3$～$10^2$。$M$对电源电压（典型值2～4kV）的依赖性极大，电压只要变化1％就可引起输出脉冲幅度变化10～30％。

金属丝的质量必须很好，以确保沿金属丝的放大倍数不变。因过压引起的放电通常会损坏金属丝，这是由于在它的表面局部地烧出了一些斑点所致。在流气式计数器中，样品可以放入室内（$2\pi$或$4\pi$几何形状），气体从中连续通过，金属丝可以更换（见图1.5）。

在测量计数率随电源电压变化的关系时，只要各类粒子（如$\alpha$和$\beta$)的初始电离足以区别，就可以得到各自的坪曲线。

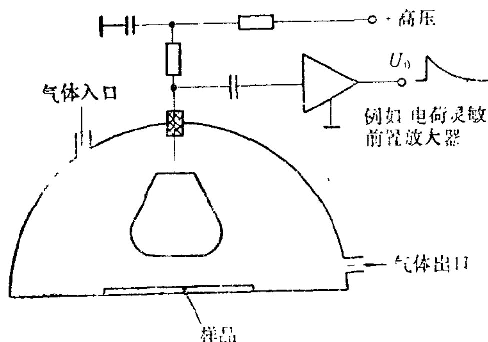



图1.5　2$\pi$流气式正比计数器

图1.6中假定有一种样品，能发射具有几乎相同能量的单能α和β粒子，由于$n_\alpha \gg n_\beta$（初始电离），故α的相对统计涨落$\sigma=1/\sqrt{n}$比β粒子的要小。由于气体放大倍数统计涨落的关系，输出脉冲幅度的涨落仍然很大。

在起始电压$V_1$时，只有幅度足够的一些α脉冲通过甄别器。在$V_2$时，实际上所有α脉冲都被计数。在$V_3$时，一些$\beta$脉冲的计数加进了α计数率中。在$V_4$时，α和$\beta$脉冲都被计数。由于$\beta$能量通常分布较宽，$\beta$坪不像α坪那样平缓。提高放大器增益或降低甄别阈可得到类似的坪。不良的金属丝常常导致坪特性变差。

正比计数器的分辨时间主要依赖于所加电压和气体压力。为了获得较好的能量分辨率，应考虑长的正离子收集时间（约为100μs）。随着正离子从紧挨金属丝的地方向外离开，其影响迅速减小，因此可以获得大约1μs的分辨时间，同时其能量分辨率还相当好。若只要求作粒子计数，分辨时

间可为0.1～0.5μs。

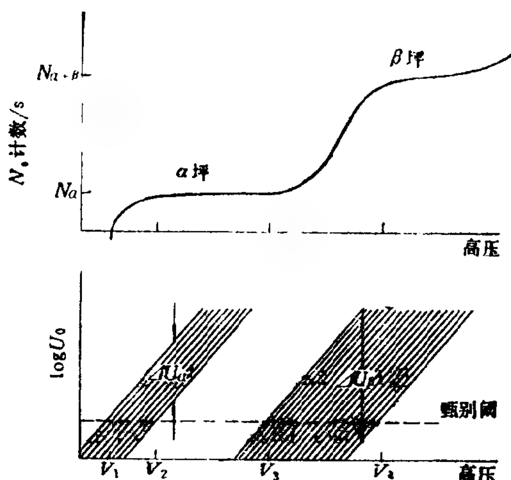



图1.6　正比计数器的α坪和β坪

# 1.4　盖革-弥勒计数管

## 1.4.1　原理

盖革-弥勒（G-M）计数管通常为直径约2mm到几cm、长1cm到约50cm（或更长）的圆柱形管。内充惰性气体和少量猝灭性气体的混合气体，压力通常约为1.33～26.66kPa（10～200Torr）。β灵敏计数管在一端有云母窗。

在G-M计数管内，每次初始电离之后阳极丝周围有一次全面放电。放电之后，正离子缓缓地向阴极移动。在这里，离子的电离电位与阴极功函数之间的能量差可以用于释放一个电子或辐射一个光子，后者又可进一步释放出一个光电子。

至此，一次新的放电又将开始。为了防止这种连续放电效应，添加了一种合适的猝灭气体。

### 1.4.2 有机猝灭管

充的典型气体是12.00kPa (90Torr) 氩和1.33kPa (10Torr) 乙醇。由于乙醇的电离电位低于氩的电离电位，故经过碰撞后，氩离子的电荷转移给乙醇分子。在阴极，乙醇分子能量的释放是靠解离而不是靠进一步电离。这种解离造成乙醇分子的耗尽，这类管子的寿命只限于大约$10^9$次放电。因此，即使是由于过压引起的一次持续时间极短的辉光放电，也会毁坏管子。另外，用紫外吸收的办法可以改进猝灭。

### 1.4.3 卤素猝灭计数管

充的典型气体是氖、0.1%氩和0.1%溴。溴的猝灭效果与乙醇的相似，而它的优点是卤素分子在解离以后还会复合。这种管子的寿命大约是$10^{11}$次放电。以氩作杂质气体，氖的亚稳态的能量可以用来电离氩，因此总的气体放大倍数就加大了，而且只需要较低的电场强度。

为了维持猝灭效应和限制放电电流，这类G-M计数管

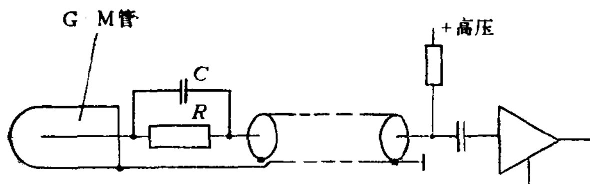



图1.7 正确的卤素猝灭G-M计数管的负载电路

$R$——约10MΩ；　　$C$——2～5pF。

必须工作在下述电路中（见图1.7）：这里，有约$10^9$电子的大电荷脉冲在阳极引起一个足够的电压降。若以卤素猝灭管代替乙醇猝灭管，则必须在G-M管近旁加这种$RC$电路（反过来也成立）！

### 1.4.4 死时间，恢复时间，分辨时间

在紧跟放电之后的死时间$t_d$里，由于存在正离子鞘，G-M管的电场低于G-M区。管子在死时间之后即使立即触发，也只产生一个很小的电荷脉冲。死时间之后脉冲大小的完全恢复所需的时间称为恢复时间$t_R$。（有时把这里定义的$t_d$和$t_R$的总和定义为恢复时间。）分辨时间（或双脉冲分辨时间）依赖于计数装置的脉冲幅度灵敏度。假如灵敏度为正常G-M脉冲幅度的0.1，则分辨时间只比死时间稍大一点。

需要注意，死时间依赖于管子的电压，也依赖于所连接的电路（$R$，$C$）。

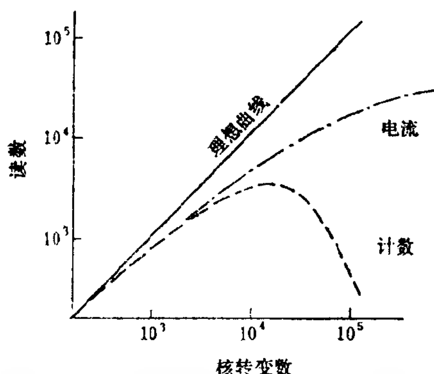



图1.8　G-M计数管在高计数率下的性能

当核转变率很高时，几乎所有输出脉冲的幅度都很小，

因此，由于计数电路的灵敏度不够，不可能对核转变进行计数。这种阻塞效应对监测系统是很不利的。所以，在高的剂量率下，可使用小的G-M管，或通过测量直流电流来扩展管子的量程，如图1.8所示。

### 1.4.5 G-M计数管的坪特性

为了延长管子的寿命，G-M计数管应在尽可能低的电压下工作。该工作电压的数值可从图1.9中的计数率随电压变化的特性曲线上定出。

坪斜以电压每变化100V计数率所增加的百分比表示。乙醇猝灭管的坪斜约为1%，卤素猝灭管可达到10%。在坪的末端，由于猝灭不够引起了重叠脉冲，计数率上升很快。在管子的寿命接近终了时，坪长从最初的200～400V减少到100V或更短。卤素管中，$R$（见图1.7）数值小，给出的坪也短。

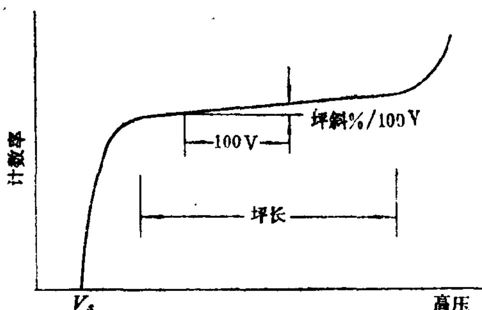



图1.9 G-M计数管的坪特性

工作电压的选择依赖于高压的稳定性、计数电路脉冲幅度阈的稳定性和最大核转变率。它一般比坪的起点高50～100V。

## 1.5 自猝灭流光(SQS)探测器

自猝灭流光（Self-Quenching Streamer）放电是七十年代初发现的。在这之后，利用这一原理制出了自猝灭流光计数管和多丝室，而且，这一研究还在发展中。

自猝灭流光放电的机制是这样的：

自猝灭流光放电区是在有限正比区之后，外加电压足够高，致使致电离粒子在充气探测器中产生的电子能够引起雪崩。这时，约有$10^6$～$10^7$电子-离子对形成电荷云的浓中心，雪崩发展到一定大小之后，空间电荷产生的电场可以与外加电场相抵消，雪崩不再扩大，这时的雪崩叫做临界雪崩。临界雪崩内部的电子被冷却。此时因离子复合而产生光子，即$Ar^{+}+e^{-}\to Ar^{*}+h\gamma$。其中一部分能量较高的光子可能穿透临界雪崩中的空间电荷云而逃出50至100μm的距离，并从工作气体中产生光电子。这些光电子只有在临界雪崩所形成的空间电荷电偶极子的正离子锥体顶部(此处电场最强)才能获得足够的能量，并在漂移回来时倍增。这样就产生了定向的流光。如果猝灭性气体的比例很大，而且工作气体的压力为101.33kPa（1atm），那么光子的自由程很短。因而离子复合产生的光子很难逃出很远，因此雪崩区域不会沿着阳极丝漫延扩展。由于较长的正离子柱能起屏蔽作用，而且与阳极丝的距离增大时，电场强度锐减，所以当流光发展越来越长时，流光顶部的电场强度越来越弱，因而流光自行猝灭。这就是说，当工作气体中猝灭性气体的比例很大（占一半左右）、而且在101.33kPa（1atm）压力下，此时的放电方式与盖革-弥勒放电有本质的区别，称之为自猝灭流光放电。

自猝灭流光放电的特征是：输出脉冲幅度高；脉冲幅度分布谱中小幅度区有一明显的断开；在阳极丝上的放电是局部的；死时间很小；输出脉冲的宽度很窄，而且形状一致；脉冲幅度与初始电离无关。

实现自猝灭流光工作方式，关键是要采用粗的阳极丝（50～100μm），有机猝灭气体的比例要高（25～75%）。

自猝灭流光探测器所充工作气体一般为氩气，猝灭气体有异丁烷、甲烷、乙烷、二氧化碳等，充以少量的无水乙醇或二甲氧基甲烷能显著地扩展坪区，减小坪斜。

自猝灭流光放电探测器有以下主要特性：

1）输出脉冲大，脉冲电流达mA量级，在50Ω负载电阻上可以得到30～100mV的输出脉冲电压，而且信噪比大，所以无需前置放大器，所用电子仪器很简单。

2）输出脉冲窄，上升时间约为5ns，半高宽约为30ns。

3）计数率随电压变化的坪长达500～900V，坪斜也小。这使得这种探测器工作稳定可靠，并且对电源稳定性的要求不高，大量的自猝灭流光探测器在一起工作时还可共用一个电源。

4）对带电粒子的探测效率接近100%。

5）死时间较小，在2mm阳极丝上测得的局部死时间约为10μs。

6）密闭式工作时，寿命在$5\times10^{8}$次以上；流气式工作时，可连续使用。

7）结构简单，造价低廉。

8）由于放电向横向扩展的范围是150～300μm，有可能用于定位探测；阳极丝用得较粗，有利于作成多丝室型结构。

9）由于其输出幅度与粒子类型和能量无关，因而难于实现粒子鉴别，更不能作粒子能量测量。

在用于记录中子或光子时，阳极作为转换体，其材料种类及厚度的作用是十分明显的。用银作阳极的自猝灭流光计数管，利用银在中子作用下产生的β粒子，可以作中子测量。锡阳极的计数管，用于测量光子。

自猝灭流光探测器可以部分地替代闪烁探测器及G-M计数管，广泛应用于高能物理、低能核技术、防护剂量监测、环境保护及医疗仪器等领域。

## 1.6 气体多丝室

本节所要介绍的气体多丝室包括多丝火花室、多丝正比室及漂移室。它们都是具有许多根电极丝的充气探测器，输出电脉冲，通过电子学线路和计算机进行测量。它们主要应用于高能物理实验。这里只作简要介绍。

### 1.6.1 多丝正比室

多丝正比室的基本单元由一个阳极面和两个阴极面组成，如图1.10所示。阳极面包含有一些平行而等距的细金属

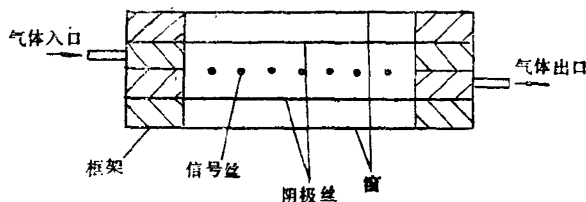



图1.10 多丝正比室结构原理图

丝(即信号丝)，阳极丝张紧于两个平行的阴极面之间。阳极和阴极之间有绝缘框架，阳极丝和阴极丝分别焊接在粘于框架上的印刷电路板上，再通过插接件与信号输出电子学线路及电源相连。一般用薄膜把室密封起来，工作气体通过管道不断流过正比室。工作室内的工作气体一般与正比计数器的相同。在高能物理实验中，常用密度较高的气体，以便引出较大的信号。气体压力略高于大气压力。

当带电粒子穿过正比室时，室内气体被电离，产生电子和离子。电子在电场作用下向最近的阳极丝漂移，经过均匀场、变化场而进入阳极丝周围的高场区。在多丝正比室的工作条件下，阳极丝表面的电场约为$10^5$ V/cm，工作气体若是101.33kPa(1atm)的氩气，电子的平均自由程约为1～2μm。一般，多丝正比室可以达到的放大倍数约为$10^6$，粗略地估计气体倍增约需要十多个平均自由程。因此倍增过程是发生在阳极丝附近一个很小的区域，即在距丝表面约20μm这样一个范围内。在其他区域，电子只是向阳极丝漂移。

和其他充气探测器一样，多丝正比室的脉冲信号也是由于雪崩形成的电子和离子在电场作用下分别向正负两极移动，从而在电极上分别产生感应电荷的结果。其脉冲形成过程可以看作是两个过程的叠加：一是射线在气体中电离产生的初始电子的收集过程；二是由一个初始电子雪崩形成的电子、离子的收集过程。由于大多数雪崩形成的离子对实际上是在最后一、二个自由程中形成的，即在离丝表面很近的地方形成的，因此，雪崩电子的运动对脉冲的贡献是很小的，主要是离子的贡献。

值得注意的是，雪崩产生的正离子向阴极漂移时，在中

心丝上引起的是负脉冲，而在邻近的阳极丝和阴极丝上引起的是正脉冲。因此在应用时若将每一根阳极丝和一个只对负脉冲灵敏的放大器相连，则可根据哪根丝上有信号输出而定出射线通过室的位置。另外，由于阴极上的感应信号和总的感应电荷成正比，所以精确测定阴极感应信号的分布，也可以确定射线的位置，但由于阴极感应信号比阳极信号小，因此在运用时技术要求较高。

多丝正比室信号的读出方法基本上可以分为两类：逐丝读出和模量读出。逐丝读出法，即对阴极丝进行编码分组，粒子通过室时根据有输出信号的阳极丝的号码来确定粒子的位置。模量读出法有延迟读出法和电流分配法等，其优点是简便、价廉、能改进室的空间分辨，缺点是要牺牲正比室的一些基本指标，如时间分辨、多径迹分辨及计数率。

多丝正比室除了用作计数器外，主要用于高能粒子的位置和径迹测量。它可以做成各种形状，有大的探测面积，工作于直流电压，连续灵敏。其空间分辨率一般达0.6mm，时间分辨率为40～100ns，对带电粒子的探测效率接近100%，可应用于高计数率(每根丝的计数率可达$10^5$～$10^6$粒子/s)，还具有一定的能量分辨率，并可在磁场下工作。

### 1.6.2 漂移室

漂移室也是用于确定粒子位置的多丝室，但与多丝正比室相比，其定位精度高，结构上又采用较大的阳极丝距，丝数少得多，制造容易，造价低，因此得到了较快的发展。

漂移室的工作原理与多丝正比室有所不同，它是根据以下原理制成的：带电粒子进入漂移室到阳极丝上出现信号之间的时间延迟，取决于初始电子在电场作用下漂移到最近的

阳极丝所需的时间，也即与粒子通过室的位置有关，因此由信号丝的位置及信号延迟时间的测量就可以确定粒子的位置。利用这一方法可以得到比多丝正比室好的空间分辨，而又不受丝距的限制。在气体内电子在电场中的漂移速度约为$5\times10^6$cm/s，而时间测量精度可以达到1～2ns，这相当于定位精度为50～100μm。

为了精确测定粒子位置，要求粒子漂移速度恒定、速度较低，以保持漂移时间和初始电子的位置有近于线性的关系，这就要选择合适的气体及压力，并在室的结构设计上使室内电场比较均匀，不要有很弱的电场区；其次要使属于每根阳极丝的漂移区有明确的边界；再就是要求能确定粒子在阳极丝的哪一边通过，通常是把两个相同丝距的室错开半个丝距重叠使用来达到这一要求。已有多种结构形式的漂移室实现了这些要求。

采用可调场结构，漂移室的空间分辨率对垂直入射粒子可达100μm，一般条件下达到300μm是比较容易的。漂移室的记忆时间较长，当丝距为50μm时可达0.5μs。利用丝距错开的两个漂移室之间的时间关系可得到5ns的分辨时间。

漂移室的读出电子系统大致可以分为信号放大、漂移时间测量及记录几个部分。

### 1.6.3 多丝火花室

多丝火花室的工作原理也是建立在气体的电离、放大和放电的基础上的，与上述充气探测器不同的是，它工作在图1.1的连续放电区。

多丝火花室必须工作在脉冲高压下，所以它不是连续灵敏的。其工作电压比多丝正比室高得多，因而气体空间电场

强度更高，达到火花放电阶段。

当带电粒子通过多丝火花室时，由于电离过程在粒子的路径上产生电子-正离子对，这时如立即在阳极上加上脉冲高压，在粒子通过的地方，因电子-正离子雪崩式的倍增，在相邻的阳极和接地极之间形成正离子组成的导电通道，产生火花放电。在多丝火花室中，主要是利用火花放电时在丝上出现的火花放电电流输出电脉冲信号，还可以利用以原电离为中心沿电场方向所产生的放电火花得到带电粒子的径迹照片。

多丝火花室的结构简单，主要由高压丝面与接地丝面构成两个电极，丝的间距约为1mm，两个丝面平行摆放（两个丝面的丝互相垂直），间距一般为2～10mm。其次就是信号引出装置，常用的有磁芯读出和磁致伸缩延迟线读出两种。通过读出电子线路和一系列逻辑电路，输出信号被直接送入计算机处理。

多丝火花室由于是在脉冲高压下工作，分辨时间较差($10^{-5}$s)，最大计数率为$10^4$～$10^5$粒子/s，因此它虽曾在早期成为高能物理的一种重要探测器，但随着多丝正比室及漂移室的发展，它已被逐步取代。

# 第二章　半导体探测器[1、2、4、7、21～29]

## 2.1　原理

半导体探测器是一种大型的pn型或pin型硅（Si）或锗(Ge)二极管，在反向偏压下工作。可以把它们设想为一种固体电离室，这种电离室与充气电离室相比有一些明显的优点：

1）平均电离能$E_i$低，约为气体的1/10。硅的$E_i$值在300K时为3.62eV，80K时为3.72eV；锗的$E_i$值在300K时为2.80eV，80K时为2.96eV。

2）能量分辨率高。对于$\alpha$粒子，最好的分辨率约为10 keV。这个极限不是由电子学噪声给定的，而主要是由在放射源和探测器死层中能量损失的偏差所给定的。对于低能β粒子，这个极限通常由电子学噪声来确定。在较高的能量下（例如1MeVγ射线光电峰），对好的放大器来说，电子学噪声是微不足道的，这时分辨率要由所产生的电荷载流子的数量$n$的偏差给定，$n=\frac{E}{E_i}$。偏差小于$\sigma=1/\sqrt{n}$，$\sigma$由泊松关系式确定。用法诺因子$F$改进表达方式，$F$大约采用0.1（真实值尚未可知），偏差为$\sigma'=\sqrt{F/n}$。当半高宽(FWHM)$=2.35\sigma'$时，1 MeV的分辨率就是FWHM＝$2.35\sqrt{0.1/(10^6/2.96)}\approx1.3\times10^{-3}$MeV或1.3keV。2keV左右的数值是十分正常的。

3）与气体相比电离密度大，锗的γ吸收好。

4）电荷收集时间短。晶体中产生的不是电子-离子对，而是电子-空穴对。虽然电子的迁移率是空穴的二倍，但在高的电场强度下（>2kV/cm），两种载流子的漂移速度都达到了饱和值，约为$10^7$cm/s。

## 2.2 硅带电粒子探测器

这种探测器一般为面垒二极管。在一片腐蚀过的n型硅片上蒸一层极薄的($40\mu g/cm^2$)金层，形成pn整流接触。加一个反向电压（给金触点加负电位），即形成一个电场，自由电荷载流子被偏离出通常所说的耗尽区。灵敏区的宽度$W=0.53\sqrt{\rho_N V}$（μm），式中$\rho_N$为n型硅的电阻率（Ω·cm），$V$为电压（V）。这是通常所说的金硅面垒型探测器。另有一种采用p型硅材料、以铝作前电极制成的面垒型探测器，其牢固度比典型的金硅面垒型探测器有很大提高，称为加固型。必要时其前电极可以清洗，其光灵敏性也小得多。对p型硅探测器，其灵敏区宽度$W=0.32\sqrt{\rho_P V}$（μm），$\rho_P$为p型硅的电阻率。

假如$W$超过厚度$L$，则探测器为全耗尽。这种探测器的典型应用是$\Delta E$测量，主要用于$dE/dx$实验。另外，由于它们具有均匀的高电场，还被用作上升时间甄别或精密时间实验。其辐照损伤也较部分耗尽探测器小得多。用外延法制成的耗尽层极薄的全耗尽探测器，一般厚2～10μm，主要在重离子飞行时间实验中用作$\Delta E$探测器。

探测器耗尽层厚度是根据实验需要选定的。厚度小给出的上升时间短（1ns），反之，厚度大对于完全吸收粒子的

全部能量则是必须的。

采用离子注入掺杂法，以硼离子注入n型硅，制造pn结所得到的硅半导体探测器，与面垒型探测器相比，具有高度的可靠性和牢固性，漏电流小，但分辨率稍差些。

由精确控制的离子注入技术制成的位置灵敏探测器，其位置线性≤1%，位置分辨率为0.1～0.5mm。它们可以用于同时测量带电粒子的能量及其碰撞位置，这对磁质谱研究尤为需要。

近年来发展的一种钝化的离子注入硅探测器，比面垒探测器具有更优良的特性。其主要的制造工艺步骤有：大面积n型硅片经高温（1030℃）氧化钝化；掩膜光刻；室温下作离子注入，前面p型结用硼离子注入形成，后面触点用砷离子注入形成；再经退火、两边用铝金属化、切割等。这种探测器的主要特点是：漏电流小，一个面积25mm$^2$、厚300μm的探测器在200V偏压下，室温漏电流小于1nA，比最好的面垒型探测器至少小一个量级；对带电粒子的能量分辨率优于面垒型；长期稳定性很好；脉冲上升时间的典型值，每100μm厚耗尽层在1.2至1.6μs之间，适应于快定时实验；可以经受200℃的真空（0.13×10$^{-9}$Pa）烘烤；牢固度也很好。

这类探测器的典型尺寸是：

直径：3～60mm；耗尽层厚度：0.01～5mm。

## 2.3 硅和锗光子探测器

要在光子测量中获得足够的吸收效率，需要有大的灵敏体积，即很厚的耗尽层。对30keV～10MeV能量范围，锂漂移锗〔Ge(Li)〕同轴探测器是最常用的。在直径约50mm、

长约60mm的圆柱形p型Ge晶体中，锂从表面向中心漂移，完全补偿受主，便形成大型的同轴pin二极管（见图2.1*a*）。余下小的p芯用作一个结点，n表面作另一结点。一般灵敏体积约为110cm³，大的约300cm³。这种Ge（Li）探测器即使在不使用时也必须冷却，因为锂在室温下还会继续漂移。为了维持低的（反向）漏电流，工作温度必须保持在77K（液氮）。为使电容减小，前置放大器要紧靠探测器安装。通常关键性的输入场效应管和其他元件也要冷却到200K左右，以减小噪声。

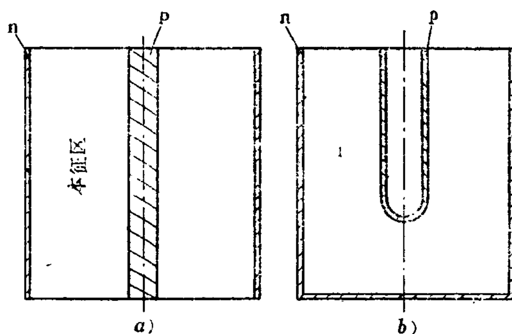



图2.1　同轴Ge(Li)探测器

*a*）标准同轴型；　*b*）井型。

同轴探测器的一种特殊形式是井型，这里p芯镗了孔，得到了接近4$\pi$的几何形状（见图2.1*b*），大大提高了探测效率。

高纯锗（HPGe）探测器由于可以在常温下保存和运输（测量在低温下进行），因此获得了很大发展，其发展趋势

是取代Ge(Li)。普通高纯锗探测器采用p型材料，后来又发展了n型高纯锗探测器(也称反电极探测器或γ-X探测器)。同轴型高纯锗探测器的内电极是一个井形的电极，p型的内电极一般用离子注入硼或金属蒸发形成，外电极用锂漂移形成；n型的则相反。由于n型探测器外电极采用离子注入形成，可以做得很薄，约0.3μm，因而其探测能量下限可达5keV，而p型高纯锗则为40keV；它们的能量上限为10MeV。有效体积也达到了Ge (Li) 的水平。薄窗平面型高纯锗探测器对3keV～1MeV的能量范围是极适用的。这里值得提出的是，如用能量分辨率变坏的程度来衡量，n型高纯锗探测器对中子的辐照损伤敏感程度只有p型的1/28。这是因为在普通的p型探测器中，支配电荷收集过程的是空穴的收集，而在n型中则是电子的收集，而中子辐照损伤所产生的基本缺陷是空穴，所以对n型探测器是不重要的。

在1～60keV的低能X或γ射线测量中，使用厚度为3～5mm的硅锂漂移pin平面型探测器，配上专门的前置放大器（参看9.1.2节），探测器直径为4～16mm的探测系统，在77K下，对5.9keVX射线的分辨率（FWHM）可以做到150～300eV。

表2.1给出了目前各种光子探测器的性能水平。

上节中提到的钝化的离子注入硅探测器，也可用于X射线测量。一个25$mm^2$的这种探测器在室温下对14.4keV的分辨率达到1.5keV，对122keV的分辨率为1.55keV，这主要取决于电子学噪声，因此在几keV到150keV能量范围内实际上保持常数。这种探测器为在室温下探测X-γ射线提供了新的可能性。

表2.1 Si、Ge光子探测器的主要特征(商品水平)

| 参数<br>类型 | 材料 | 结构 | 窗厚<br>μm | 使用能量<br>范围 | 效率[1]<br>或尺寸 | 能量<br>分辨率[2] | 峰/康 | 峰的对称性 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | FWTM/<br>FWHM | FWFM[3]<br>/FWHM |
| 普通<br>高纯锗 | P型<br>高纯锗 | 闭端<br>同轴 | 300～600 | 40keV～<br>10MeV | 效率<br>5～30% | 1.75～2.20keV<br>在1.33Mev处 | 28～<br>52 | 1.90～2.00 | 2.65～3.00 |
| n型<br>高纯锗 | n型<br>高纯锗 | 闭端<br>同轴 | 0.3<br>离子注入 | 5keV～<br>10MeV | 效率<br>8～30% | 1.80～2.30keV<br>在1.33MeV处 | 30～<br>50 | 1.90～2.00 | 2.65～3.00 |
| Ge(Li) | 锂漂移锗 | 双开端<br>同轴 | 100～200 | 30keV～<br>10MeV | 效率<br>10～40% | 1.75～2.20keV<br>在1.33MeV处 | 53～<br>50 | 1.90～2.00 | 2.65～3.00 |
| | | 闭端<br>同轴 | 500～<br>1000 | 50keV～<br>10MeV | 效率<br>10～40% | 1.75～2.20keV<br>在1.33MeΛ处 | 35～<br>50 | 1.90～2.00 | 2.65～3.00 |
| 高纯锗<br>井型 | P型<br>高纯锗 | 井型 | 0.3<br>离子注入 | 10keV～<br>10MeV | 有效体积70<br>～120cm³ | 2.1～2.4keV<br>在1.33MeV处 | | | |
| 高纯锗<br>平面型 | P型<br>高纯锗 | 平面型 | 0.3<br>离子注入 | 3keV～<br>1MeV | 直径<br>6～51mm | 165～930eV<br>在5.9keV处<br>480～990eV<br>在112keV处 | | | |
| Si(Li) | 锂漂移硅 | 平面型 | 0.1 | 1～<br>60keV | 直径<br>4～16mm | 160～280eV<br>在5.9keV处 | | | |

注：〔1〕相对于φ76×76（mm）的NaI（Tl）的光电峰效率；〔2〕在低温77K下与电子学系统一起测得；
〔3〕FWHM为半高宽，FWTM为十分之一高宽。FWFM为五十分之一高宽。

# 第三章　闪烁探测器[1,2,5,6,30~35]

## 3.1　原理

闪烁探测器通常包括一块有机或无机闪烁体和一支光电倍增管。在闪烁体中一个核粒子产生一次闪光，向光电阴极传输。由光电阴极发射的光电子被倍增极倍增，在阳极给出一个比较大的电流脉冲（见图3.1）。

闪烁体、光电倍增管、前置放大器和分压器安装在一个圆柱形外壳中，使倍增管避光和屏蔽磁场。测γ时，常用密封的整体组合件，内装一块NaI（Tl）晶体和一支选定的光电倍增管。用硅油作为光导和光电倍增管之间的光学耦合剂。下面就最重要的问题作一简短介绍。

## 3.2　光电倍增管

1）倍增极数$n$：10~14。

2）一个倍增极的二次发射系数δ：典型值为2.5~5，特殊管型第一倍增极为45（GaP倍增极）。

3）设δ对所有倍增极恒定不变，则总放大倍数$M=\delta^n$。实际数值为$10^4$~$10^8$。由于δ依赖于各倍增极之间的电压，故$M$与电源电压密切相关。电压变化1%能引起$M$变化约10%！应该注意，δ值高时，信噪比明显减小。此外，在倍

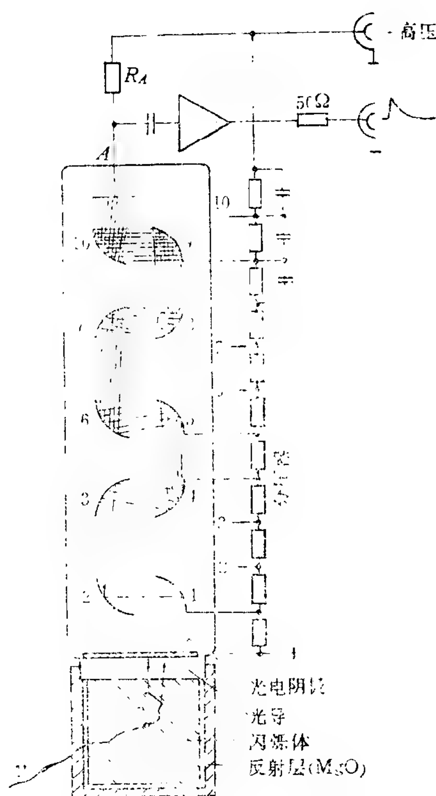



图3.1　闪烁探测器原理图

增系数极大时，光子发射引起的光反馈可产生小的脉冲，它经传输延迟跟随在主脉冲之后。

4）电源电压:800～2500V,各倍增极之间约100～300V。分压器电路的电流大约需要0.2～2mA。

5）疲劳效应：假如计数率（即平均信号电流）变化很

大，则可能观察到$M$有一个长时间的正或负的漂移。对于好的光电倍增管，这种效应约为1%，但已观察到一小时内有高达30%的漂移。因此，在作高稳定测量时，建议作自动增益稳定（见13.3节）。

6）输出信号：输出电流信号的波形与闪烁体光衰减的波形几乎相同。只有闪光很短时，输出信号才被电子倍增的时间分布明显地展宽。传输延迟时间（闪光与输出信号之间的时间）大约是30ns。

作能量测量时，用积分输出电流的方法，收集一个脉冲的总电荷。作时间测量时，信息取自第一个电流阶跃。假如两个信号——能量信号和定时信号都需要，那么，正比于能量的电荷取自一个倍增极，例如倒数第二级（由于倍增极发射电子，所以这是一个正信号），而定时信号则取自阳极。这种接法的优点在于定时信号的放大倍数大(信号可大到1A，50Ω），而能量信号则线性好。即使对于大脉冲，当后面的倍增极饱和时，前沿的定时信息也很少受影响。

如果对能量信号用一个电荷灵敏放大器，探测器和放大器之间的距离可以大到数米，因为输出信号相当大，是以避免由电缆电容所引起的能量分辨率的损失。信号和电源电压传输可以用同样的同轴电缆。

7）脉冲幅度分布：假定闪烁不变，则电荷脉冲幅度分布就取决于阴极发射的光电子数$n$和倍增极的倍增系数$\delta$。

$$\mathrm{FWHM}=2.35\frac{1}{\sqrt{n}}\sqrt{1+\frac{1}{\Delta}\left(\frac{\varepsilon\delta}{\delta-1}\right)}$$

式中：$\varepsilon$是经验系数，约为1.6，$\Delta$是第一倍增极的倍增系数。常规的光电倍增管的近似公式为$\mathrm{FWHM}=3/\sqrt{n}$。

8）分压器：各倍增极最常用的电压分布已在光电倍增管数据表中有所推荐。分压器电流必须明显大于平均信号电流（一般前者为后者的10～20倍），以避免临界的电压降。为避免在比较大的电流脉冲期间在最后的几级倍增极上产生电压下降，在分压器的电阻上并联了电容。

对于高增益高计数率应用场合，在最后几级倍增极上采用专门的供电稳压电路。

9）微通道板(MCP)光电倍增管：以上主要是对传统的光电倍增管而言的。七十年代，发展了一种微通道板光电倍增管，其结构、原理及性能与传统的光电倍增管有很大区别。

微通道板是一种极有发展前途的二次电子倍增器，由熔成圆盘状的一系列毛细管组成。薄圆盘厚约1mm，直径常为25μm，每根毛细管就是一个通道，通道内径一般为10～25μm。每个通道内壁涂敷有二次电子发射体，这样每个通道就构成一个独立的二次电子倍增器。极的两侧蒸有合金，构成电极，所有通道在电学上是并联的（见图3.2）。工作时，极的两端加上约1000V的电压，管道内壁受一次电子轰击而发射的二次电子，在管道内壁反复倍增，于是每个入射电子在输出端产生$10^4$～$10^5$个二次电子。

微通道板的主要优点是：尺寸小，重量轻；使用方便；增益高；时间响应快；对磁场灵敏度低；功耗低。

一般采用一级至三级微通道板制成光电倍增管。考虑到要减小暗电流，实际上能达到的增益，单级为$10^4$（在大约1000V下），双级式的能达到$10^5$～$10^7$（在大约1.6kV下），三级式的能高于$10^8$（在大约3kV下）。这种光电倍增管的主要特点是超快速，其上升时间可以达到亚纳秒量级（如0.3～

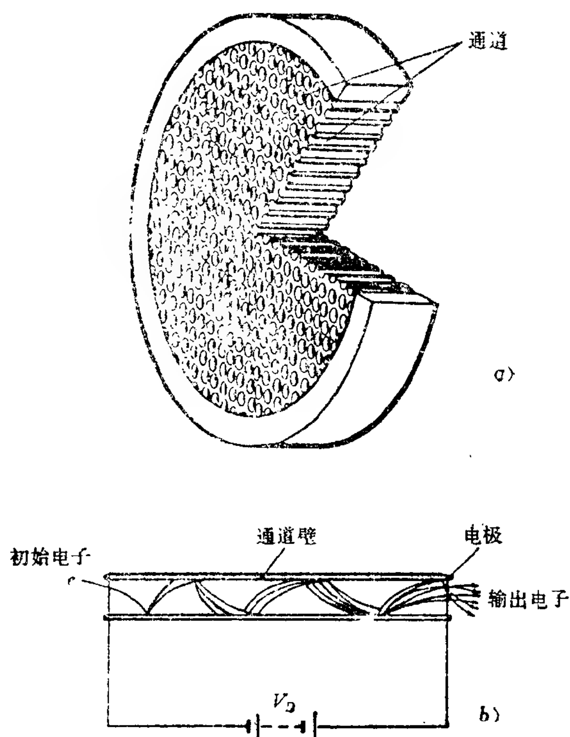



图3.2　微通道板示意图

a）结构示意图；　　　　b）工作原理图。

0 4ns）。日本浜松公司有一种用微通道板做成的多阳极光电倍增管，有450根0.3mm的阳极针分布在12×16($mm^2$)的面上（见图3.3）。这种管子具有像增强器的成像特性，可以测出不同位置上的光强分布。当微通道板与阳极间电压为500V时，其位置分辨率达0.638mm。它的上升时间可达600

ps。它的不足之处是暗电流较大。这种管子可用于切伦科夫辐射光环的测量，能直接给出光环的大小、光强分布，从而推算出粒子的性质等。

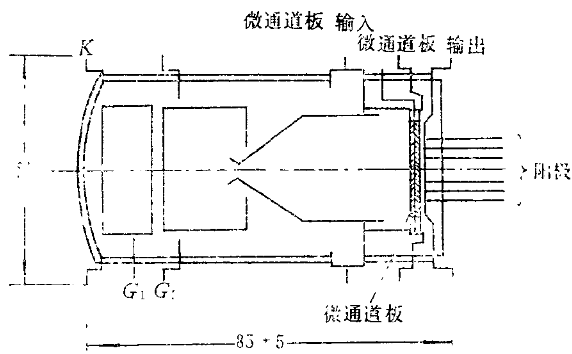



图3.3 多阳极光电倍增管

*K*——光电阴极；$G_1$、$G_2$——控制栅极。

## 3.3 闪烁体

这里只介绍几种主要的闪烁体。

1) NaI (Tl) 是探测γ射线用的标准晶体。它的密度高（3.67g/cm³），原子序数大（Z为53），所以探测效率高。可以制成很大的晶体，用于灵敏的测量装置，例如全身计数器、闪烁照相机等。其光衰减时间常数$\tau_1$为0.23μs，可作高计数率测量。对$^{137}$Cs的能量分辨率（FWHM）约为7%。（每发射一个光电子所需平均能量约为300eV）。标准的晶体直径为25～76mm，长为25～76mm。作4π测量时用井型晶体。晶体要小心加工，要避免急剧的温度变化。

2）ZnS（Ag）晶体主要用于α探测。其光衰减时间常数$\tau_1$为0.2μs。蒽或塑料片上涂以薄层ZnS（Ag）用于同时测量α和β粒子。通过脉冲幅度甄别，可鉴别粒子。

3）锗酸铋（简写为BGO，分子式是$Bi_4Ge_3O_{12}$）是一种比较新颖的、有前途的闪烁体。它的机械性能及化学稳定性都比较好，易加工，不吸潮，封装较为方便。其主要特点是：平均原子序数高（Bi为83，Ge为32），它的密度是现有闪烁体中最大的（7.13g/cm³），因而对γ射线的探测效率较高。对1～10MeV的γ射线，其总吸收系数是NaI（Tl）的2.5～2.1倍，即对具有相同阻止效应的闪烁体来说，BGO的体积只有NaI（Tl）的1/9到1/16。这就使它有可能在需要减小探头体积的仪器中逐渐得到应用。BGO的另一个特点是余辉小，在X射线激发中止后3ms内光输出可以降低到0.1%以下。在电流运用状态中，这是很有用的特性。BGO的不足之处是光输出较低，只有NaI（Tl）的8%，能量分辨率较差，对$^{137}Cs$约为15%。

4）LiI（Eu）闪烁体主要用于中子测量。含浓缩$^6Li$的LiI（Eu），利用L$^6Li$（n，α）T反应，实现对中子的探测。它对慢中子的探测效率很高，对热中子峰有较好的分辨率。能用幅度甄别法较好地鉴别γ。还可以制作含$^7Li$丰度很高的LiI(Eu)，作为探测γ射线的补偿闪烁体，以更有效地消除γ的影响。它极易潮解，需密封使用。制作也较困难。

5）铈激活锂玻璃是一种用于α、β及中子测量的闪烁体。含$^6Li$丰度在90%以上的玻璃闪烁体，对热中子有很高的探测效率，对超热中子及中能中子也有较高的探测效率。而且具有耐酸、耐化学腐蚀、耐潮湿及耐高低温变化等特点，可

以在恶劣环境中使用。不足之处是鉴别γ的本领较差。

6）蒽主要用于测β，其光输出在现有的有机闪烁体中是最高的，$\tau_1$为0.3μs。

7）有机塑料闪烁体可以做到很大的尺寸。它们用于探测α、β、γ和中子。有些塑料闪烁体经过脉冲形状甄别可用于鉴别n-γ。$\tau_1$大约为3ns。光输出相对于NaI（Tl）为10～25%。

8）液体闪烁体与塑料闪烁体相类似。它的一个特殊用途就是把样品溶在闪烁体中以测量弱β粒子。借助于脉冲幅度甄别，特种液体闪烁体可以用来很好地鉴别p-e或n-γ。

9）采用浓度在95%以上的对联三苯粉末加粘结剂一起热压在有机玻璃上的对联三苯闪烁体，其有效厚度小（9～15mg/cm²），极有利于鉴别γ，而对β（特别是能量不高的β）却有高的探测效率。因此，它具有极高的β/γ，适于γ场中测β，或作低本底β测量。

几种主要的闪烁体的基本特性列于表3.1。

表3.1　几种闪烁体的特性

| 材　料 | 最强发射波长 nm | 衰减时间 $\tau_1$ μs | 折射率② | 密度 g/cm | 潮解否 | γ闪烁能量转换效率 %① | 特点及主要用途 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| NaI (Tl) | 410 | 0.23 | 1.85 | 3.67 | 是 | 230 | 能量转换效率高；测γ、X射线 |
| CsI (Tl) | 565 | 1.1 | 1.80 | 4.51 | 不 | 95 | 不潮解，密度较大；测重带电粒子、X、波形甄别 |
| CsI (Na) | 420 | 0.65 | 1.84 | 4.51 | 是 | 190 | 能量转换效率较高，密度较大，测重带电粒子、γ |
| $CaF_2$ (Eu) | 435 | 1.0 | 1.47 | 3.18 | 不 | 110 | 对β散射小，对γ不灵敏，测β、α带电粒子、X射线 |
| LiI (Eu) | 475 | 1.2 | 1.96 | 4.08 | 是 | 75 | 含$^6$Li；测n |
| TlCl ($Be_0$I) | 465 | 0.2 | 2.40 | 7.00 | 不 | 5.8 | Z大，密度大；测γ，高能计数 |
| BGO | 480 | 0.30 | 2.15 | 7.13 | 不 | 18 | Z大、密度大；测γ |
| $CaWO_4$ | 430 | 6.0 | 1.92 | 5.12 | 不 | 36 | Z较大　测γ |
| ZnS (Ag) | 450 | 0.20 | 2.36 | 4.09 | 不 | 300 | 能量转换效率高，不透明；测α、p |
| ZnO (Ga) | 385 | 0.0004 | 2.02 | 5.61 | 不 | 90 | 衰减时间很短；测α，快速测量 |
| 锂玻璃 | 395 | 0.09 | 1.55 | 2.5 | 不 | 25 | 含$^6$Li，稳定性好；测$n$、$\alpha$ |
| 蒽 | 447 | 0.03 | 1.62 | 1.25 | 不 | 100 | 能量转换效率在有机闪烁体中高；测β、快$n$ |
| 芪 | 410 | 0.0045 | 1.62 | 1.16 | 不 | 50 | 能量转换效率较高；测β、快$n$，波形甄别 |
| 对联三苯 | 385 | 0.0027 | — | 1.23 | 不 | — | β/γ高；测β，（γ场中测β） |
| 塑　料 | 350～450 | 0.002～0.004 | 约1.6 | 1.06 | 不 | 40～70 | 品种多、便宜；测α、β、γ、宇宙线、n等 |
| 液　体 | 350～450 | 0.002～0.004 | 约1.5 | 0.86 | 不 | 40～80 | 品种多、便宜；测α、β、γ、宇宙线、n等 |

① 相对于蒽，用S-11光电阴极。
② 对最强发射波长。

# 第四章 切伦科夫探测器[33～35]

## 4.1 原理

当带电粒子以速度$v$通过折射率为$n$的介质，又$v$大于光在该介质中的速度（c/n）时，粒子与介质产生电磁作用，在与粒子运动方向轴成$\theta$立体角的方向上产生切伦科夫辐射。这里，

$$\theta=\cos^{-1}\frac{1}{\beta n}$$

式中：$\beta=v/c$；$c$是真空中的光速。

因此，只有在$\beta\geqslant 1/n$的条件下才能产生切伦科夫辐射。

切伦科夫辐射是一种很微弱的光，光谱是连续的可见光（光子能量主要在2～4eV范围），持续时间一般都小于ns量级。采用适当的传播形式，可以将辐射光子收集到光子探测器（如光电倍增管）上，从而很好地测量辐射。

切伦科夫探测器在高能物理中具有广泛的应用。可以用作带电粒子的快速计数及快符合计数；测定带电粒子的速度、电荷及入射方向；选择不同速度的带电粒子；测定电子及$\gamma$射线的能量等。

## 4.2 辐射体

不同用途的切伦科夫探测器对辐射体的要求是不同的。

目前用得最广泛的切伦科夫探测器是全吸收e、γ谱仪和带电粒子速度选择器。

最常用的全吸收切伦科夫辐射体是光学铅玻璃，此外也有用$PbF_2$、TlCl晶体的。

对于作速度选择器用的辐射体，为了对一定速度的粒子达到所要求的$\theta$角，必须选择适当的$n$值。常将辐射体按折射率$n$（1.0～1.8）分为气体、液体及固体各类。原则上任何透明的物质都可以作为辐射体，实际使用时要作一定的选择。用固体和液体作辐射体的探测器，因$n$较大，所以$\theta$角也较大，速度分辨率较差；气体由于其折射率小，又可通过改变气压调节$n$，所以测量的速度范围可以很宽，从而速度分辨率可以很高。

## 4.3 分类及应用

### 4.3.1 切伦科夫粒子鉴别探测器

切伦科夫探测器在高能物理中最常用于粒子鉴别。这类探测器主要有阈式和微分式两种（见图4.1）。

1）阈式切伦科夫探测器探测的粒子，是速度大于由$\beta=\frac{1}{n}$所决定的阈速度的粒子。若用固体和液体作辐射体时，因阈动能很低，它除了主要用来探测强p、π本底下的电子外，也可以用来测定溶于水中的β放射性核素。对于能量为几十GeV以上的粒子，需要用气体作辐射体。图4.1$a$是一种气体阈式切伦科夫探测器。当各种粒子一起进入这种探测器时，它可以用于确定各种粒子混合的比例。气体压力最初被调整到适当值，此时只有最快速的粒子才能产生切伦科夫辐

射，该种粒子被计数。然后增加气体压力，从而增加折射率$n$，每种粒子依次在其阈值折射率下被计数。

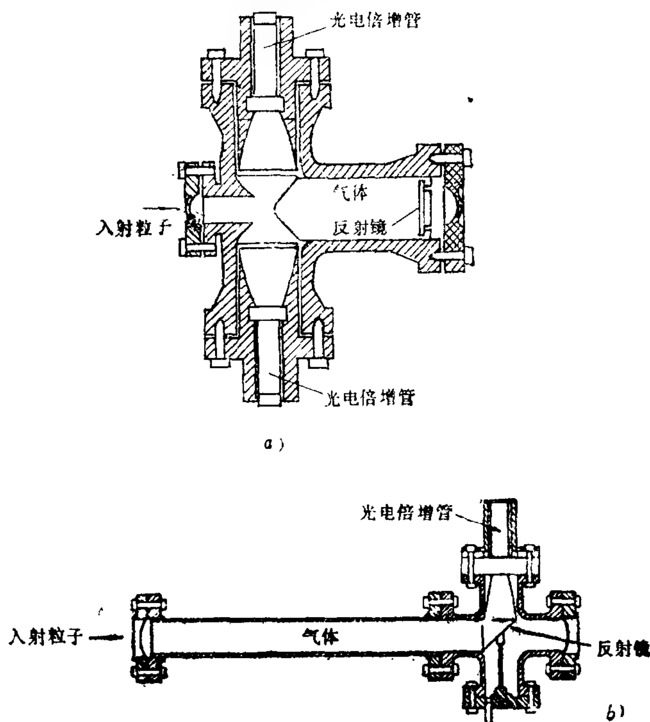



图4.1 切伦科夫探测器

a) 阈式；b) 微分式。

2) 微分式切伦科夫探测器用于鉴别射线中动量相同、质量接近的粒子的比例。这种探测器的光学系统设计得仅仅让辐射角为$\theta$的光入射到光电倍增管的充电阴极上。当混合粒

子的射线束进入时，增加气体压力，使每种质量的粒子通过测量与其有关的切伦科夫辐射都能按顺序从质量比其低的粒子中鉴别出来。若切伦科夫辐射投射到一块平板上，它呈现为一个环，辐射角$\theta$由折射率$n$和$\beta$来确定。环的半径取决于粒子的质量，因此用一组光探测器测定环的半径，就可以确定粒子质量，而无需改变气体压力。图4.1$b$给出了一种气体微分式切伦科夫探测器。

3）为进一步提高速度分辨率，人们又发展了一种能校正几何和色散象差的光学校正微分式切伦科夫探测器。

### 4.3.2 切伦科夫簇射探测器

这种探测器选用阻止本领大的铅玻璃作辐射体，所用铅玻璃的数量可达几百至几千块，以组成大体积辐射体，可使e或$\gamma$射线所产生的级联簇射的全部能量都消耗在辐射体内。通过测量全部簇射电子产生的切伦科夫辐射的总强度就可以判断入射电子或$\gamma$射线的能量。在碰撞粒子研究中，这种探测器具有良好的线性能量分辨率和空间分辨率。

# 第五章　核乳胶及固体径迹探测器[36,37]

## 5.1　概述

径迹探测器是通过直接记录粒子走过的径迹图象来探测粒子的探测器。其中一类探测器能够长久保持粒子径迹图象，如核乳胶和固体径迹探测器；另一类探测器是先把径迹拍下照片，再进行分析处理，如云室、气泡室、火花室、闪光室等。不论哪一类探测器，根据径迹的粗细、疏密、弯曲程度及长度，以及径迹的数量和分布等，都能够得到单个粒子的特性和其他一些信息，因而它们在高能粒子物理、宇宙线、核物理和其他学科中得到了应用。本书只对前一类径迹探测器作简要介绍。

## 5.2　核乳胶

### 5.2.1　原理

核乳胶的基本成分是银盐颗粒及明胶。银盐颗粒常用溴化银加少量碘化银(以增加灵敏度)，它是对带电粒子及光子灵敏的极小晶体，是核乳胶的主要成分。胶质的作用是使银盐颗粒形成固化的均匀分布。一般溴化银浓度约为3.0~3.2g/cm³。为减少测量误差，银盐颗粒较小，大小比较均匀，直径在0.1~0.4μm范围内。核乳胶的厚度一般为50~

600μm，薄的也有几μm的，最厚可达2000μm。对高能粒子，常将许多核乳胶叠起来做成乳胶叠，以增加厚度。

核乳胶的工作原理类似于普通的照相乳胶，入射粒子在乳胶中形成可以显影的核心——潜影。潜影在化学显影过程中起催化作用，经过显影处理后，形成潜影的溴化银晶粒被还原成黑色的银颗粒，未形成潜影的溴化银晶粒不能被还原，而被定影液所溶解，因此在乳胶片上那些被还原了的银颗粒就清楚地显示出带电粒子的径迹。形成潜影的几率与产生的银离子数有关，也即与入射粒子的电离本领有关。电离本领大，形成的潜影数就多，银颗粒密度也大。而粒子的电离本领与粒子的电荷及速度有关，在电荷一定的条件下，颗粒密度就与粒子速度有关，因此根据银颗粒密度就可以推知粒子速度，这就是进行电离测量的依据。另外，基于粒子的射程与其能量有关、多次散射与动量和速度的乘积有关等认识，可以通过测量径迹中粒子的射程及多次散射等，对带电粒子进行综合分析。

核乳胶不但能清楚地记录单个粒子的径迹，而且能根据径迹的长短、弯曲和颗粒疏密程度来鉴定和测量带电粒子的电荷、质量及动量。它既能用于低能粒子，又能用于高能粒子，是一种应用广泛的径迹探测器。

### 5.2.2 性能及应用

核乳胶的基本参量是：溴化银的浓度；溴化银晶粒的平均直径；溴化银晶粒对带电粒子的灵敏度，它定义为：带电粒子通过这个晶粒时在该晶粒中产生潜影的几率。在实验上，经常用一定能量的质子在核乳胶中所产生的径迹的颗粒密度来量度核乳胶的总灵敏度。核乳胶的灵敏度与照射时乳胶的

温度有关，它开始随温度增加而增加，达到最大值（此时为理想温度）后，随温度增加而下降。当温度极低时，核乳胶甚至完全不灵敏。核乳胶的灵敏度还与其贮存的条件有关，贮存时间愈长，灵敏度下降愈多；贮存温度愈高，灵敏度下降愈快。湿度对核乳胶也有影响，它必须贮存在50～60%的湿度下，太干或太湿都不宜。

核乳胶中粒子径迹的测量采用双目镜显微镜观测，其放大倍数由实验要求而定，常在100～2000倍之间。目镜质量要好，内附刻度尺。物镜要有尽可能大的视野范围，还要求能在$x$、$y$、$z$三个方向上方便而又平稳准确地调节，并且附有精确刻度。

通过对核乳胶中粒子径迹的测量，可以得到产生径迹的带电粒子的有关信息。

1） 从射程定粒子的能量：从计算可以得知，带电粒子在核乳胶中的射程$R=\frac{M}{Z^2}\cdot\phi\left(\frac{E_0}{M}\right)$与能量有一定的函数关系。式中$Z$、$M$、$E_0$分别为入射粒子的电荷数、质量和能量。测出射程后，如果粒子种类已知，即已知$Z$和$M$，便可算出$E_0$。由于计算不够精确，一般能量-射程关系由实验测定。

2） 从电离密度鉴别粒子：电离损耗决定于粒子的速度、质量和电荷，所以通过测量径迹上的电离密度就可以鉴别粒子。实验上最常用的方法是数颗粒密度，即单位长度径迹上的银颗粒数目。银颗粒密度与入射粒子的电离损失虽不是成正比关系，但电离损失越大，银颗粒密度也大这一关系是存在的。实验上为了尽可能消除系统误差，往往用待测粒子

的径迹和已知粒子的径迹相比较，寻找它们在同一乳胶片中径迹上颗粒密度相同的地方，如果两种粒子的电荷相同，该处就是它们速度相同的地方。只要测出从该处算起的剩余射程的比值，就可得到两者质量之比值，因而也就能够鉴别粒子质量。

3） 从多次散射鉴别粒子：通过测量带电粒子在核乳胶中的多次散射的平均水平偏转角$\overline{\theta}$，就可以确定粒子的能量和电荷。如果粒子的径迹停止在乳胶内，可以得出$\overline{\theta}$角和剩余射程的关系。这种关系对不同质量的粒子是不同的，由此可以制定粒子的质量，从而鉴别粒子。

4） 从δ电子密度定粒子的电荷：多电荷粒子通过核乳胶后，除了留下它通过的径迹外，在该径迹上还有许多小分岔，这便是δ电子的径迹。δ电子密度便是在单位长度主径迹上产生的δ电子数，它与入射粒子的电荷数有密切关系。通过与标准曲线比较，就可得到粒子的电荷数。

## 5.3 固体径迹探测器

### 5.3.1 原理

固体径迹探测器用绝缘固体物质作材料，在重带电粒子作用下，沿粒子的路径会引起材料的辐照损伤，造成位错原子和空位，或使高分子物质的化学键断裂，形成分子碎块、自由基等。但这种损伤的截面是很小的，很难观察。为便于观察，通常用化学蚀刻的方法，将受过辐照的材料放入强酸或强碱的水溶液蚀刻剂内，此时，受损伤的物质能较快地受蚀刻剂的作用而被溶解，并扩大损伤区；选择适当的蚀刻条件（浓度、温度、时间等），可以使损伤部分扩大为几百

nm的孔洞（称为蚀坑），用普通的光学显微镜便能观测。由蚀坑的数目可以确定粒子的强度或注量率。用许多片材料叠起来，测量粒子路径上在各片中造成的蚀坑参数，可以鉴别出粒子种类。

最常用的固体径迹探测器材料有云母、石英、玻璃、塑料、聚脂薄膜、聚碳酸脂、硝酸纤维、醋酸纤维等，不同的材料有不同的蚀刻条件，用于不同的研究任务和对象。

### 5.3.2 性能及应用

1） 各种材料都存在确定的记录重带电粒子的辐照损伤密度阈值（小于阈值，粒子径迹不能被蚀刻），此阈值只与材料的性质有关，而与粒子的种类无关，不同的材料有不同的阈值。如硝酸纤维是比较灵敏的一种材料，阈值较低，可以记录质子和更重的离子；聚碳酸脂可以记录质量大于α的离子；云母可以记录质量大于氖核的离子；陨石矿物可以记录质量在铁离子以上的离子；琥珀是至今知道的阈值最高的材料。

利用阈值特性可以选择粒子。这只要选择一种只对待测粒子灵敏的材料，经照射后测量其蚀坑数即可。这种方法可以克服强的本底干扰。阈值特性还可以用于确定粒子电荷数的下限。

2） 由于阈值特性，一种粒子在某一材料中的速度过大或过小都不能造成可蚀刻的径迹，而只有在辐照损伤密度大于阈值的那一段路径上才能造成可蚀刻的径迹，这一段路径长度称为最大可蚀刻长度（$L_{max}$）。同一种粒子在同一种材料中，$L_{max}$是相同的；不同种粒子射入同一种材料中，由于可蚀刻出径迹的速度范围不同，电离损失不一样，

$L_{max}$也就不同。可见对同一探测器材料，$L_{max}$与粒子电荷数$Z$有一一对应关系，故测出$L_{max}$就可确定粒子的$Z$。但如果当粒子进入探测器之前就已符合造成$L_{max}$的条件，这样只有一部分$L_{max}$可测到，所以得到的是$Z$的下限。

3） 经对现有材料进行研究，得出蚀刻率（即沿径迹的化学分解率）与辐照损伤密度的关系，此关系依赖于材料和蚀刻剂。当材料与蚀刻剂选定后，就可以从径迹上某点的蚀刻率得知该处的辐照损伤密度。基于辐照损伤密度与入射粒子的电荷数及速度有关，如果能在粒子路径上最少有两点以足够的精度定出蚀刻率，再测出这两点间的距离，通过射程–能量关系就可唯一分辨出粒子的电荷数。如果在粒子径迹末端测量蚀刻率，只要相邻同位素的质量差足够大，也能鉴别粒子的质量数（因为它们的剩余射程不同）。

4） 固体径迹探测器的主要探测对象是核裂片、重离子、宇宙线、α、质子等，对中子、γ和X射线不灵敏。对重粒子的电荷分辨率高，适于测定重核电荷数。

固体径迹探测器的制备、显示和观测技术简单、快速，不用暗室就可以蚀刻，成本低。其测量除通常采用的光学显微镜外，还可以采用火花自动计数器（利用蚀坑的火花放电制成）及电视自动扫描器（利用电视自动扫描技术制成），以提高测量速度，减少差错。

# 第六章　热释光探测器[38—40]

## 6.1　原理

热释光探测器是这样一种辐射探测器，当它被热激发时能放出光辐射，这种光辐射的强度是探测器受致电离辐射照射过程中贮存在探测器中的能量的函数。

某些绝缘固体材料在受到致电离辐射照射后，产生电子和空穴，其中有一部分可以被陷阱所俘获处于亚稳态。如果温度较低，陷阱较深，这种状态可以长期保持下去。直至材

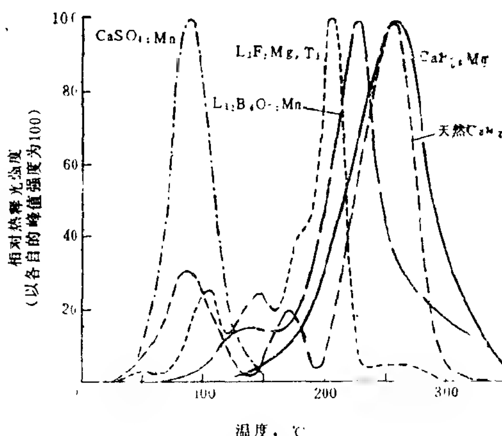



图6.1　几种热释光材料的发光曲线

料在受到其他充分的激励之后，电子、空穴才重新逸出陷阱。通常，加热是作为这种激励的好办法。当材料被加热时，电子返回基态(或俘获空穴)，伴随着的是能量的释放，大部分以热能形式释放，但其中一小部分却以可见光或紫外光的形式释放，这就是热释光材料在受热期间在特征温度下的瞬态发光，这种效应称为热释光。如果在此过程中有几个不同深度的陷阱，则发光曲线（即发光强度与温度的函数关系曲线）由几个峰组成（见图6.1）。材料一定，发光峰位一定，并且峰下光的总和在一定范围内可以正比于所受的剂量。因此，通过对热释光的测量便可测定探测器所受的剂量。

## 6.2 材料与器件

可以用作热释光探测器的材料很多，目前常用的有：LiF：Mg，Ti（前者为基质，后者为激活剂），$Li_2B_4O_7$：Mn，$CaF_2$，Mn，$CaF_2$：Dy，$CaSO_4$：Mn，$CaSO_4$：Dy，$CaSO_4$：Tm，$CaSO_4$：稀土，BeO：Mn：$Al_2O_3$：Mn，$MgSiO_4$：Tb，$MgB_4O_7$：Dy等。每种材料都有一定的特点，使用时要按需要选取适当材料。

为了达到一定的测量目的和方便佩戴，这些材料都要做成一定样式的器件。如测量β时，为减少γ的影响，往往制成薄膜器件；测量γ时，为改善能量响应，在佩戴盒内一般要加上一定规格的过滤片；为测量中子，除了选取的材料本身对中子灵敏之外，往往需要采取慢化中子等措施。因而，实际使用的探测器是各式各样的。作为个人剂量监测器，常做成手指式、手表式、佩章式、钢笔式、钮扣式、腰带式等。

## 6.3 特点及应用

热释光探测器作为累积剂量元件有如下特点：

1）灵敏度高。有的材料可以比较精确地测到$10^{-5}$Gy (mrad) 级的剂量。

2）量程范围宽。从$10^{-5}$Gy到10Gy可以有较好的线性如改变测量条件，还可以加以扩展。

3）测量精度高。

4）能量响应的线性范围比较宽。如X－γ剂量计能量下限可到25keV，而中子剂量计的能量响应范围可以从热中子到快中子。

5）衰退小。如LiF：Mg，Ti在正常气候条件下每月衰退不到2％，因而受照后可以贮存较长时间。

6）可以重复使用，潜剂量小。

7）体积小，重量轻，携带方便，可以做成很小的元件埋入人体内，监测某部位的受照剂量，或放入反应堆内，监测堆内剂量等。

8）可以利用的材料多，加工容易，成本低，适于个人监测或环境监测等大批量使用。

9）可以选取不同材料，添加必要的灵敏物质或填充料，制成不同用途的探测器。热释光探测器几乎可以探测α、β、γ、X及中子等各种辐射，并可在不同场合下使用。

10）在多种辐射的混合场中，采用由多种热释光元件做成的剂量卡，配合上计算机化的热释光测量仪，可以方便地分别测量出各种辐射的剂量，而且这种测量是很及时的。

11）热释光探测器的不足之处是：不能直读，必须在专门的读出装置上进行读数；所受剂量只能一次性读出，为此常常采用备用探测器，平行照射；虽然比较稳定，但仍能受光照、热、机械冲击及化学变化等的影响，使用时必须注意。

热释光探测器在以下方面已获得广泛应用：个人剂量监测；环境剂量监测；铀矿地质普查；反应堆堆芯剂量测量等。

# 第七章　自给能探测器[41～44]

## 7.1　原理

自给能探测器是这样一种辐射探测器，它不需要外加电源，而是由探测器中称为发射体的部件在中子或γ等辐射作用下发射β粒子（或次级电子）来产生电流。

自给能探测器主要由发射体、收集体、绝缘体及连接电缆等部分组成（见图7.1）。一般采用同轴圆柱形结构，也可做成平板型。同轴圆柱型的外径可以做到1～3mm。

自给能探测器按不同机理主要分三类：

1）β流中子探测器是基于中子俘获和β衰变的自给能探测器。其发射体是具有较高中子活化截面的导体或半导体材料，中子入射后，与发射体物质原子产生核反应，后者活化变成β衰变物，它放出的高能β粒子穿过绝缘体被收集极收集。绝缘体是固体介质材料，当其连续受到强辐照时能保持高的电阻。收集体是一个导体材料，在中子场中同发射体比较起来几乎不产生电子。中心发射体连接到同轴电缆的中心导体上，外面的收集体连接到同轴电缆的外面的导体上。一台小电流计连接在内外导体之间，用来测量电流。在一定范围内，这种电流正比于入射中子注量率，因此它是测量中子注量率的探测器。

2）内转换中子探测器是基于中子俘获后的瞬发γ射线

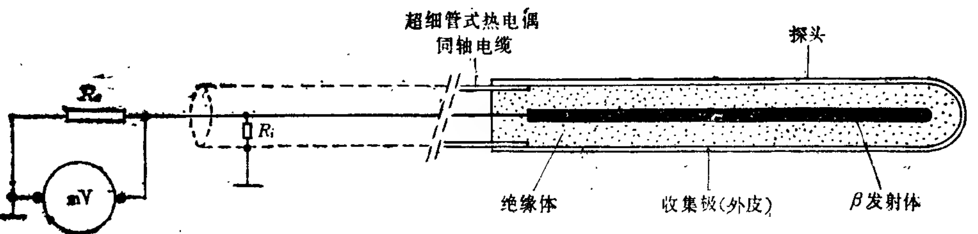



图7.1　自给能探测器原理图

$Rc$——负载电阻；$Ri$——绝缘电阻．

和从激发核发射的荷能电子的自给能探测器。其发射体材料（如钴等）在俘获中子之后，所产生的γ射线内转换发射出康普顿电子和光电子。这些电子离开发射体和周围的绝缘体，使发射电极感应出正电荷。

3） γ探测器是基于入射γ辐射被吸收后的康普顿电子和光电子发射的自给能探测器。其发射体是原子序数高的材料，在γ射线作用下，它产生次级电子（康普顿电子和光电子），这些电子的一部分逸出，相应地在发射体上产生正电荷。在一定范围内，它形成的电流正比于γ照射率。

## 7.2 自给能中子探测器

如上所述，自给能中子探测器分两类：β流中子探测器和内转换中子探测器。

β流中子探测器的发射体材料常用$^{103}$Rh、$^{51}$V、$^{109}$Ag、$^{107}$Ag等，它们的灵敏度比较高，但由于β衰变的时间常数大多是秒量级的，所以响应时间较长。内转换中子探测器常用的发射体材料有$^{59}$Co等，其灵敏度较低，但由于γ射线在非常短的时间（$^{59}$Co为$10^{-14}$s）内发射，因此响应是非常快的。

探测器的灵敏度与发射体尺寸有关，但直径超过一定限度时，由于β发射体的自屏蔽效应，发射体深处的电子由于其射程的限制不能逸出，因而灵敏度不再增加。发射体的直径一般选用0.5～1mm。以直径0.5mm为例，每厘米长度的热中子灵敏度为：$^{103}$Rh $1.2\times10^{-21}$A/（n·s$^{-1}$·cm$^{-2}$）；$^{51}$V $7.7\times10^{-23}$A/（n·s$^{-1}$·cm$^{-2}$）；$^{59}$Co $1.7\times10^{-23}$A/（n·s$^{-1}$·cm$^{-2}$）。

对收集体材料的要求是中子活化截面小，常用的有镍、因科镍和不锈钢等，典型的外径是1.2～3mm。

对绝缘体材料的要求是在中子、γ辐照下绝缘性能良好，而且在高温（400～500℃）下变化不大。常用的有氧化镁、氧化铝（陶瓷）、氧化铍等。通常使用厚度为0.2mm。

对连接电缆的要求是绝缘好，受中子和γ辐照产生的本底电流小，在高温下变化小。为了减小本底电流的影响，做成双芯补偿电缆，其中一根芯线不接发射体，专为补偿本底电流之用，采用差分测量方法，就可以得到消除电缆本底的信号。

自给能中子探测器尺寸小、灵敏度较低，主要应用于核反应堆堆芯测量。中子注量率的线性范围在$10^7 n \cdot S^{-1} cm^{-2}$以上。Rh和V等β流中子探测器，由于其响应较慢，主要用于堆芯中子注量率的测量及中子注量率分布的描绘。Rh探测器的特点是灵敏度高，但燃耗大，寿命短；V探测器则燃耗低、寿命长，有典型的1/V特性，但灵敏度低、响应慢。内转换中子探测器由于它具有响应快的特点，因此不但可以用于中子注量率测量，还可以用于反应堆的自动控制和保护系统，其缺点是灵敏度低。

## 7.3 自给能γ探测器

自给能γ探测器与自给能中子探测器相比，除了在作用机制上不同外，基本原理是一样的。在材料上，主要是发射体有所不同。自给能γ探测器发射体的材料主要要求是灵敏度高、中子活化截面小，即要有高的γ-中子灵敏度比值，常用的有Pt、Pb、Zr等。以Pt为例，直径为0.5mm的发射体，

300cm长探测器的灵敏度为$4.3\times10^{-13}$A/($Gy\cdot h^{-1}$)，测量的线性范围是258C/(kg·h)·($10^6R\cdot h^{-1}$)以上。

由于动力反应堆中γ照射率和中子注量率的分布十分相近，因此不论是作功率分布测量还是作反应堆保护用，γ探测器不仅可以应用，而且还具有比中子探测器更优越的地方。优点之一是γ探测器比中子探测器能在更大的体积内测量功率密度。由于它们对中子的能量和裂变材料的浓缩度是不灵敏的，因此在反应堆堆芯寿期内，不管安装在反应堆任何位置和裂变材料的浓缩度怎样变化，它们都将给出相对裂变率的指示值。其另一个优点是燃耗率一般可以忽略不计，所以在整个使用期内，灵敏度基本上不变。

此外，利用自给能探测器尺寸小、结构简单的特点，在其探头部位，还可以将热电偶温度计的接点设计在内，这样便可组成同时测量温度和中子注量率的双功能探测器，可以节省探测器在堆内所占的位置，简化测量手续等。

# 第二部分 核电子学

## 第八章 核脉冲测量系统[1、2、4]

### 8.1 探测器信号的信息量

探测器电流信号的信息量就其积分（即电荷）来说，取决于探测器的种类。探测器信号所含的主要信息有：

1） 事件发生的瞬间（或表明一个事件已经发生的单个信息）。

2） 粒子的能量（与吸收能量有关的电荷$Q$）。

3） 粒子的种类（探测器电流与时间的关系曲线与粒子的种类例如中子或$\gamma$有关）。

4）事件发生的位置（专用位置灵敏探测器，例如闪烁照相机）。

测量和解释这些信息量要使用专门的核电子仪器。

### 8.2 测量系统的组合单元

测量系统包括各种组合单元或电路，分别装在插入式机箱内(见NIM系统，14.1节)或汇集于紧凑的装置中以作专用。

图8.1是常见的组合单元或插件的汇总图。下面给予简

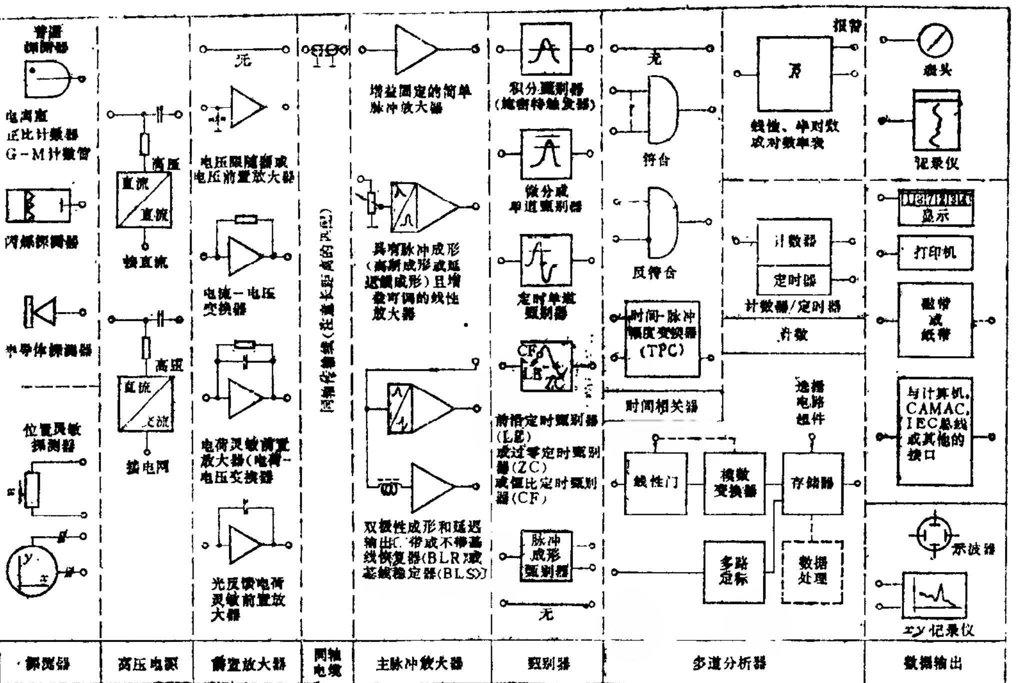



图8.1　测量系统的组合单元

略的描述，其中最重要的单元将在第九至十三章中作详细介绍。

### 8.2.1 探测器的电压源

探测器的工作电压通常由直流/直流变换器产生。所有人所共知的技术如阻塞振荡器、推挽变换器、二倍压器、多倍压器等都可供使用。也可通过直接用电网电压而获得高压的办法给一个或更多的光电倍增管提供较大的分压器电流。

1） 盖革-弥勒计数管和电离室：此时，一个不稳定性为$10^{-2}$、电压调节以50V为一档的简单电源就够用了。卤素猝灭计数管的工作电压为250～800V，而有机猝灭计数管所需电压高达1600V。平均电流通常小于0.1mA。

2） 正比计数器：电源电压高达5kV，多为正电压，电流小于10μA。由于气体放大倍数明显依赖于工作电压，高压每变化1%，增益变化30%)，电压不稳定性必须很小（<$10^{-3}$～$10^{-4}$）。直流/直流变换器的瞬时尖峰信号要由滤波器很好地加以抑制，以此来避免干扰灵敏的前置放大器。为了避免电晕放电效应等，计数器上的高压滤波器电路、电阻和高压耦合电容器必须安排得非常仔细。

3） 闪烁计数器：对于10级倍增器，分压器电流为0.2～2mA时，电压为700～1300V；对于14级倍增器，分压器电流为0.5～4mA时，电压高达2500V。由于电源电压每变化1%，增益变化约为10%，不稳定性应为$10^{-4}$左右。为了适应阳极或光电阴极接地电路，高压极性要可调。

4） 半导体探测器：在电流为数μA时，工作电压高至±6kV，这取决于探测器势垒或本征层厚度。不稳定性为$10^{-3}$就足够了。极性要可切换。交流声和噪声必须很小。为了保

护前置放大器的场效应管，高压电源的变化速率应受限制。利用时间常数大的$RC$滤波器也可以起到同样的保护作用。

### 8.2.2 前置放大器

它们紧靠探测器，将探测器信号成形、放大并变换成10mV～1V的电压，而不会使感兴趣的信号参数（电荷、电流）失真。该电压的大小足以保证信号在传到主机的较长距离中不受干扰。输出阻抗应与电缆阻抗匹配（标准值为50Ω或93Ω）（见9.3节）。

### 8.2.3 脉冲放大器

脉冲放大器放大并成形输出信号。简单计数时增益为10～100，输出电压约1V。作谱分析等时，增益为2～2000，输出电压范围是0～10V。现已采用了各种脉冲成形电路来减少噪声，减小幅度和时间分辨率的计数率效应。

### 8.2.4 甄别器

甄别器用于选择输入信号的信息（例如幅度、时间、波形）并将其转换为一个或数个逻辑信号（标准信号）。所需信息的选择不得受其他信息参数的影响。（例如脉冲幅度甄别器应与脉冲形状和时间无关，时间甄别应与脉冲形状和幅度无关等等）。

各种甄别电路的组合构成复合甄别器（定时单道分析器等）。

### 8.2.5 时间相关器

时间相关器的输出信号取决于二个以上逻辑输入信号的时间相关性。例如：

符合：如果在指定的时间间隔内存在两个以上输入信号，即产生一个输出信号。

时间-脉冲幅度变换器（TPC）：将两个输入端的信号之间的时间差变换为幅度与该时间差成正比的信号，其幅度用脉冲幅度分析器进行分析。

### 8.2.6 计数装置

计数装置用来测量逻辑信号的计数率。用模拟（率表）和数字（计数器）方法都可以。

### 8.2.7 多道分析器

这是一种成套仪器，用来测量一个或数个脉冲幅度谱（能谱或时间谱）、或是用来测量计数率与时间函数（衰减函数、多路定标）和其他参数的关系。

### 8.2.8 数据输出

一切人们熟知的模拟和数字方法，包括对计算机的数据传输（经过标准接儿系统）郁是很普通的。

## 8.3 典型的测量系统

### 8.3.1 盖革-弥勒辐射监测器

简单的辐射监测器一般是小型仪表，高压通常调到计数管（常规的或端窗型）的工作电压，在机内调节。只有在电缆长于约20m（电缆允许长度取决于放大器的输入灵敏度）或当存在强电干扰时才需要加上紧靠探测器的前置放大器。探测器的电流脉冲转换为约0.1～1V的电压脉冲。后面的积分甄别器抑制寄生信号和噪声并将探测器信号转换为标准逻辑信号。脉冲计数率由半对数率表（零点在刻度盘的起点）测量，测量范围约为2～6个量级。一个或数个可调阈在不同的计数率时提供音响的和（或）电的报警信号。把阈调到刚好低于本底计数率的较低水平，这可以利用来监测辐射监测

器是否正确工作。

### 8.3.2 单道γ计数装置

NaI(Tl)闪烁探测器的电流脉冲由前置放大器转换为约0.1V/MeV的电压脉冲。前置放大器和主放大器之间的同轴传输电缆至少在输入端或输出端应是匹配的。主放大器的输出范围约为0～10V。脉冲由$RC$滤波器或延迟线削波成形，以尽量减少堆积效应。由后面的微分甄别器选择所需幅度（＝能量）范围（＝窗）。幅度处在窗内的脉冲产生逻辑输出信号，该信号在预先选定的时间内被计数。利用几个微分甄别器和计数器可以同时测量几个能量范围（例如光电峰）的核衰变。这种测量系统可以组装成紧凑的仪表或用几个插件（例如NIM插件）装配起来。

### 8.3.3 能谱测量

能谱测量是通过累积一系列探测器脉冲幅度的频率分布谱（直方图）而完成的。在高分辨率γ谱分析中，Ge（Li）探测器的电荷脉冲由一个低噪声电荷灵敏前置放大器转换成约0.1V/MeV的电压脉冲，其指数式的尾部时间常数为50μs。在线性放大器中，在给定的噪声谱和计数率下选择滤波器的时间常数（高斯状脉冲的宽度）可以给出最好的能量分辨率。脉冲幅度由一个模拟-数字变换器（ADC）转换成数字信号，存在多道分析器的存储器中。谱线可以显示在示波器上，在$xy$绘图仪上给出或存入磁带，或者，道址和每道计数（存数）可以打印出来。

（其他系统的组合见文献〔1〕）。

# 第九章　脉冲放大器

## 9.1 前置放大器[1,2,4,7,45]

### 9.1.1 概述

脉冲探测器的输出信号为电流脉冲，其积分正比于收集到的电荷。根据探测器信号信息的参数（时间、电流波形、电荷）而专门设计的前置放大器尽量靠近地接到探测器上，以保持最大的信号噪声比和（或）无干扰地传输到放大器。(只有产生大信号的探测器例如G-M计数管、光电倍增管才可以不要前置放大器而通过有限长度的同轴电缆接到主放大器。应用于高能物理中的大电流脉冲光电倍增管向50Ω电缆直接发送高达1A的脉冲）。

前置放大器与正比计数管、半导体探测器、脉冲电离室配用，也常与闪烁计数器配用。

### 9.1.2 前置放大器的种类

图9.1列出了各种前置放大器，下面作一些介绍。

1）电压灵敏前置放大器，交流耦合：探测器电流脉冲由探测器电容 $C_D$积分，$C_D\approx 10pF$，$C_D$包括杂散电容和放大器的输入电容。由于 $C_D\ll C$（$C\approx 100pF\sim 1nF$），$C_D$ 在事件之后通过$R_L//R$（$1\sim 10M\Omega$）放电，所以放电时间常数约为$10\sim 100\mu s$。

电压放大器通常具有10倍增益，它经过电阻$Z_0$（50Ω或

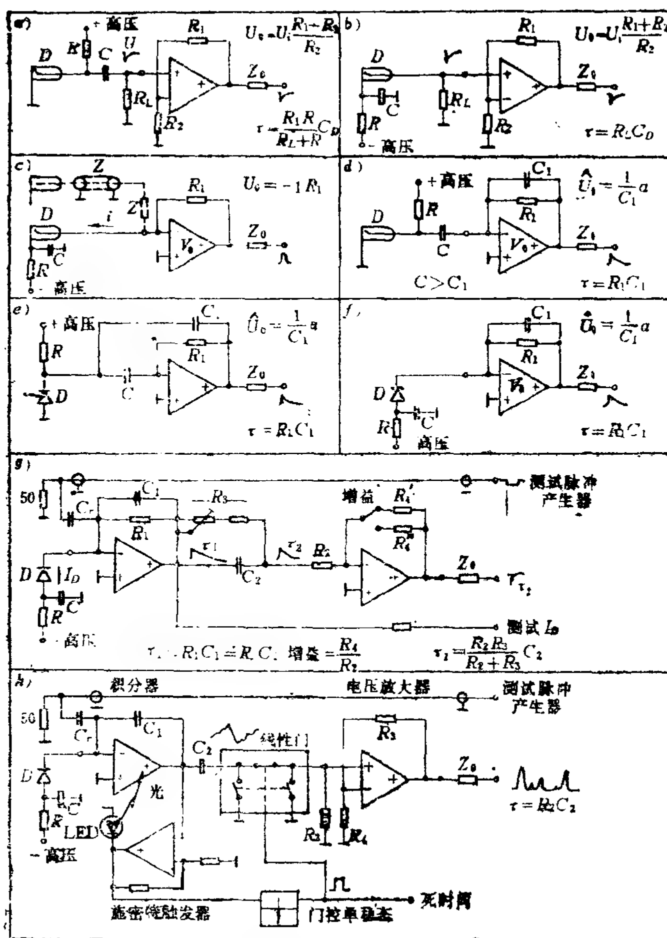
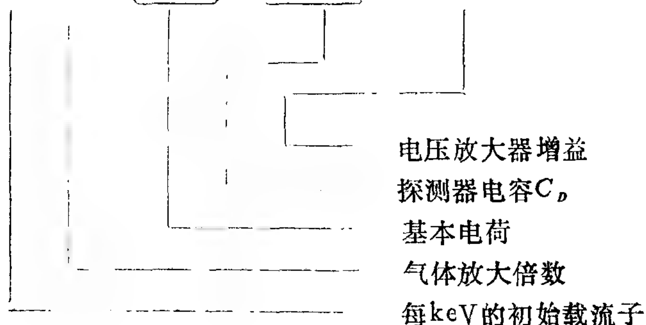


图9.1　前置放大器的原理

$a$）电压灵敏，交流耦合；
$b$）电压灵敏，直流耦合；
$c$）电流灵敏；
$d$）电荷灵敏，交流耦合
$e$）除电容$C$连接到探测器上外，同d)；
$f$）电荷灵敏，直流耦合；
$g$）除带微分器和测试脉冲输入外，同$f$
$h$）电荷灵敏，带光反馈。

93Ω或100Ω）传送到阻抗为$Z_0$的传输电缆。当使用气体放大倍数为$10^3$的正比计数管时，在具有高输入阻抗（$=1k\Omega$）的主放大器的输入端上，输入信号的幅度为

$$V=30\times10^3\times1.6\times10^{-19}\frac{1}{10\times10^{-12}}\times10=0.0048V/keV$$




前沿的上升时间与电荷收集时间和电压放大器的上升时间有关，取决于两者中较长的一个。脉冲尾部有一个时间常数为τ的指数下降。

如果前置放大器的输出阻抗与电缆阻抗不相等，电缆需在接受端匹配。

2）电压灵敏放大器，直接耦合：正比计数管的阴极通过一个$RC$滤波器连接到负高压电源。阳极只有$R_L$一个负载，因此与1）相比杂散电容较小。详细说明见1）。

3）电流灵敏前置放大器：电流脉冲由一个带有反馈电阻$R_1$的快运算放大器变换成电压脉冲。输入端实际是接地的，因此任何杂散电容都不影响信号幅度，但影响输出噪声。为避免振荡，探测器和放大器之间的距离必须非常小。($C_D$和连接线形成一个$LC$电路！)假如探测器和前置放大器之间的距离不得不加大的话（例如强辐射），就得使用图

c)中虚线标的连接法。

使用电流灵敏放大器时，当然可以用交流耦合。

假如开路增益$A_0 \gg 1$，则输入阻抗为$R_1/A_0$。

例如：光电倍增管，光衰减时间$\tau_1=0.2\mu s$，阳极上的电荷$Q$为$10^6 e/keV$。电流脉冲的上升时间短，其尾部按指数下降，其时间常数为$\tau_1$。$I_{最大值}=Q/\tau_1$，$V_0=I_{最大值}\cdot R_1$，$R_1=10\,k\Omega$，$V_0=\frac{Q}{\tau_1}\cdot R_1=8mV/keV$。

4)电荷灵敏前置放大器，交流耦合：输入端实际是接地的，对于$A_0 \gg 1$的情况而言，输入阻抗接近于$R_1/A_0$，与$C_1A_0$并联。假如电流脉冲宽度$\ll \tau_1=R_1C_1$，探测器电荷几乎完全积分在$C_1$上，通常，$\tau_1$的选择从50μs到几ms。对正比计数管、闪烁计数器而言，$\tau_1$大约为50μs，$C_1=5\sim100pF$。在高分辨率半导体探测器系统中，为了获得好的信噪比，$\tau^1$高达几ms，$C_1\leq1pF$。由于等效的输入电容为$C_1(1+A_0)\approx 5\sim20nF$，$C_D$的变化对输出幅度的影响很小。

由于是交流耦合，探测器平均电流（即漏电流加平均脉冲电流）不影响放大器输出端的直流基线。但计数率统计学引起了基线电压的起伏，其均方根电压是

$$V_{均方根}=\frac{Q}{C_1}\sqrt{\frac{nR_1C_1}{2}}$$

式中：$Q$是脉冲电荷；$n$是计数率。

除最大的脉冲幅度以外，在基线可能变动的整个范围内放大器必须是线性的。

5)电荷灵敏前置放大器，交流耦合（$C_1$连接到探测器）：这里探测器电流直接向$C_1$充电，而没有耦合电容器的任何影

响。由于$C$的大小有限，主时间常数$\tau_1$叠加了与$C$、$R$和$R_1$有关的第二时间常数，导致小的基线突起，特别是当计数率较高时，会引起能量分辨率变坏。

6）电荷灵敏前置放大器，直流耦合：这种设计避免了4)和5)的缺点。在这里输出脉冲实际上为单纯的指数下降。该电路一般用于高分辨率能谱测量系统。例如：$C_1=1\text{pF}$，$R_1=1\text{G}\Omega$，$\tau_1=1\text{ms}$。

输出脉冲幅度$V_0=43.2\text{mV/MeV}$(硅)。

直流耦合在输出端引起基线漂移。$V_{DC}$正比于漏电流加平均脉冲电流。因此$R_1$限制了在不失真情况下所能测得的事件的最大计数率。

例如：

$n=10^5$计数/s，能量1MeV，硅；漏电流≈0。

$V_{CD}\approx QuR_1=270\times10^3\times1.6\times10^{-19}\times10^5\times10^9=4.32\text{V}$。

涨落的附加均方根值约等于0.31V。

7)带极零补偿微分器和测试输入端的直流耦合电荷灵敏前置放大器：为避免在输出端出现大的基线电压漂移，而又不减小由于大的积分时间常数造成的好的信噪比，使用了一个补偿微分器，后跟一个输出放大器。

电荷灵敏级的输出脉冲被$C_2$，$R_2//R_3$微分（实际上$R_3\gg R_2$），$R_3$通过极零消除去补偿微分器，从而避免上冲。至此，输出脉冲的尾部也有一个单独的时间常数$\tau_2$，其常见的值是50μs。输出放大器的增益是1～20，它可以驱动两个阻抗为$Z_0$的负载。积分器输出端的基线可以在"测试$I_D$"输出端上进行测量。来自测试脉冲产生器的负阶跃电压，其上升时间相当于探测器电荷收集时间，通过它给测试电容器充电

来模拟探测器的脉冲。如果$C_T=C$，则积分器输出幅度等于测试脉冲幅度。当包括极零补偿在内的脉冲成形网络都由测试信号进行检查的时候，脉冲产生器信号的顶部在成形脉冲的持续时间内必须是绝对平的。测试脉冲的后沿如包含一个极性相反的信号，不得用于测试。

8)带光反馈的直流耦合电荷灵敏前置放大器：采用这个原理是为了在高计数率下得到很高的分辨率。输入电流脉冲在精密积分器的输出端产生电压阶跃，然后是绝对平直的顶部，直到下一个阶跃出现。经过微分($C_2$、$R_2$)和放大，产生出具有极理想指数下降尾部的输出脉冲，免除了来自$R_1$的噪声电流。当积分器由许多输入脉冲充电到规定电平时，施密特触发器接通光源，光被耦合到积分器输入端的场效应管（FET），使它的栅流增加，$C_1$放电，直至达到施密特触发器的下阈为止。为避免在放电期间产生大的输出脉冲，在比放电时间稍长的时间内，一个线性门将输出放大器断开。利用这个办法可以获得大约100eV的能量分辨率。

### 9.1.3 电荷灵敏前置放大器中的噪声

电荷灵敏前置放大器的噪声特性通常以测试脉冲线的展宽来衡量，由半高宽(FWHM)的值来表示，单位为keV，等效于硅或锗探测器的输入能量$E_N$(图9.2)。

这个测量是在规定的主放大器滤波时间常数（通常$\tau=2\mu s$，高斯形)下进行的。随着关键性元件温度的上升，噪声亦增大。因此，在某些应用中，$R_1$和输入场效应管要冷却。噪声随$R_1$的增大和$C_D$的减小而减小。因此，$R_1$的数值选得很大，直到∞(见图9.1$h$)，而杂散电容和输入电容必须非常小。随着$C_D$的增加噪声亦随之增加，噪声的增量与$C_D$之比称为

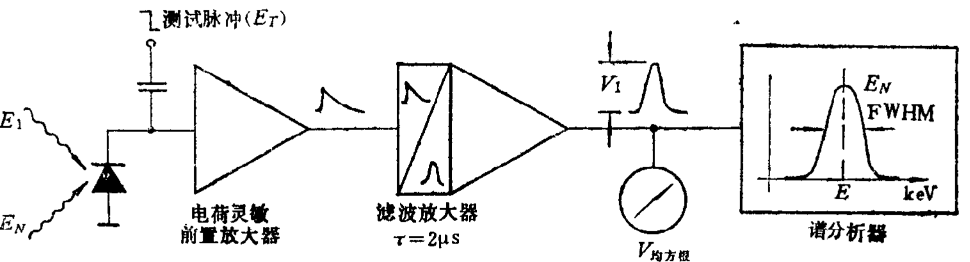



图9.2　等效噪声的测量

$$K=\frac{V_1}{E_1};\qquad E_N=2.35\frac{1}{K}V_{均方根}\ (\mathrm{keV})(\mathrm{FWHM})$$

斜率，以eV/pF为单位。对于电容小的探测器，使用固有噪声（又称零电容噪声）小、斜率比较大的前置放大器。对于电容大的探测器则使用固有噪声比较大（图9.3)而斜率较小的前放。当然，噪声是随探测器漏电流的加大而增大的。

假如噪声均方根电压$V_{噪声}$是在滤波放大器输出端进行测量的，那么等效输入噪声$E_N$(keV，FWHM)以 $2.35\frac{1}{K}V_{噪声}$表示，式中$K$是系统的变换系数。对于指定的探测器，

$$K=\frac{输出幅度}{输入能量}\ \frac{(V)}{(keV)}$$

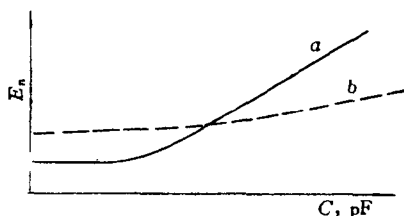



图9.3 噪声与输入电容的关系曲线(斜率)

a—— 用于电容小的探测器的前置放大器；

b—— 用于电容大的探测器的前置放大器。

### 9.1.4 电荷灵敏前置放大器的上升时间和时间分辨率

时间分辨率取决于定时甄别器阈值处的输出噪声和输出信号的斜率$dV/dt$。当放大器上升时间（随输入电容的加大而增加）比电荷收集时间短时，可从电荷灵敏级的输出端取得定时信号。当电荷收集时间比放大器上升时间短时，例如当使用薄探测器时，快定时信号应取自电荷收集级的输入端

或电荷灵敏放大器的回路内。由于噪声的稍许增大而引起的能量分辨率的细微降低一般是不要紧的。

## 9.2 脉冲放大器[1~3、7、8、46~48]

脉冲放大器用来扩展前置放大器的模拟输出信号(通常为0到大约0.1V)，扩展的程度可以达到更方便和更精确地用分析器测到。

### 9.2.1 脉冲成形

事实上，脉冲信号在通过线性电路的每一个环节时，脉冲形状都在发生变化。在考虑脉冲成形时必须考虑的两个因素是防止过载和改善信噪比。

在高分辨率半导体探测器谱仪系统中，当计数率大于$100s^{-1}$时，能获得最佳信噪比的脉冲成形方法，往往难于获得最佳的计数过载特性，它们是互相制约的。当实验中以分辨率为主要目标时，必须采取措施使计数率尽可能低，例如可以通过选择源的活度、几何条件等因子来实现。当然也有要求高计数率而不需要最佳分辨率的情况，利用极零消除和基线恢复器也能改进高计数率下的能量分辨率。总之必须深切理解在高分辨率与高计数率之间的辨证关系。

1) $RC$脉冲成形：$CR$微分器和$RC$积分器组成$RC$脉冲成形网络。$CR$微分器和$RC$积分器串联设置，并加以适当的隔离，其最终的效果是从信号中滤掉高频和低频成分及噪声分量，从而改善了信噪比。在大多数应用中，选用相等的微分和积分时间常数，可获得最佳的结果。对某些高噪声探测器，$CR$和$RC$时间常数的差值需凭经验选定。

在实验中选择最佳时间常数可获得好的信噪比和降低脉

冲的叠加。对面垒型半导体探测器系统，其最佳时间常数为0.5μs。对例如HpGe探测器这类噪声非常低的半导体探测器，在低计数率时，选择3μs或更大一些的时间常数；对高计数率时则要求1μs甚至0.5μs的时间常数，可获得最好分辨率。对气体探测器，因其具有长的电荷收集时间，因而需要更长的时间常数，例如2～10μs，才能获得好的性能。

*CR-RC*脉冲成形电路及脉冲形状如图9.4所示。其输出脉冲形状是单极性的。其时间常数$\tau=R_DC_D=R_1C_1$，脉冲尾部与基线相交处大约为$7\tau$。

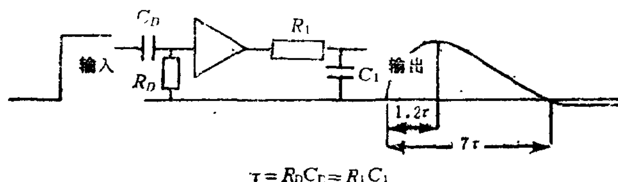



图9.4　*CR-RC*脉冲成形

双微分*CR-RC-CR*脉冲成形，经常用于交流耦合的模数变换器(ADC)及需用脉冲过零时间的情况，如图9.5所示。这种脉冲称之为双极性脉冲，当$R_{D1}C_{D1}=R_1C_1=R_{D2}C_{D2}=\tau$时，这零点大约为$2.2\tau$。

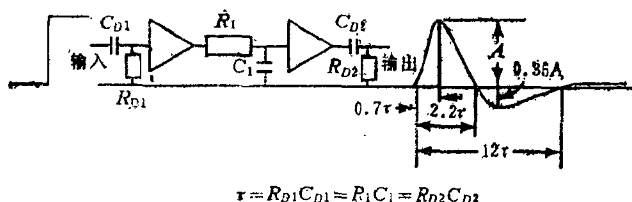



图9.5　双微分*CR-RC-CR*脉冲成形

2)半高斯脉冲成形：由大量等效的跟随有$CR$微分的积分网络，可得到具有趋近于高斯分布的脉冲形状。理想的高斯形脉冲其信噪比与简单的$CR-RC$脉冲成形相比，可提高18%。实际上，半高斯形状也有很大的改进。

如前所述，双极性输出波形是单极性脉冲对时间的导数，因此，对近似于高斯形状的单极性脉冲，可以获得更对称的正负瓣，进而可以进一步降低交流耦合ADC在高计数率下的基线漂移。图9.6中表明了具有近高斯分布的单极

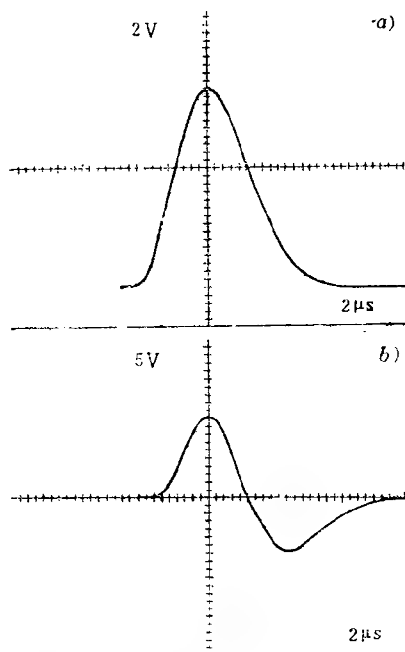



图9.6 半高斯脉冲成形

a）单极性输出；b）双极性输出。

性和双极性脉冲的形状。其中单极性脉冲用于直流耦合ADC，可获得最佳分辨率。而双极性脉冲则可满足门控和定时之需。

3)延迟线脉冲成形：延迟线的传导延迟能组成适当的线路，对每一个阶跃输入脉冲可产生基本上为正方形的输出脉冲。由于这种脉冲能直接回到基线，因此对防止脉冲重叠，延迟线脉冲成形是最理想的。然而，除非另外还加有带宽限制的措施，基本的延迟线脉冲成形比$CR$–$RC$和半高斯成形的信噪比要差。

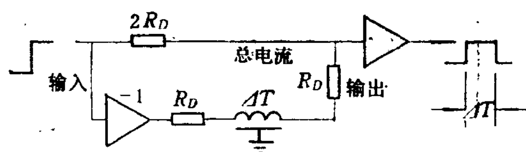
延迟线成形的主要特点是能保持块的上升时间，同时获得窄的脉冲宽度。这就使得延迟线放大器在定时应用或高计数率时十分有用。

当计数率进一步提高时，宜采用双延迟线成形，它通常由两级相同参数的延迟线串联而成，可得到正负对称的双极性脉冲。但其信噪比和单延迟线成形的相比更差。它往往用于闪烁探测器过零定时系统。其典型线路及波形如图9.7所示。

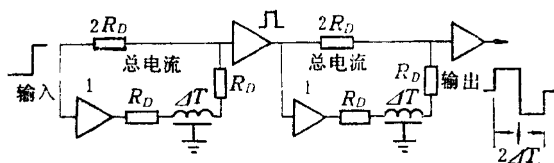
4)门控积分器（GI）脉冲成形：门控积分器脉冲成形对于高通过量的信号处理已成为十分重要的了，门控积分器脉冲成形大多用在γ射线HpGe探测系统，可消除由长的电荷收集时间引起的弹道亏损效应。

与通常的半高斯成形相比，门控积分器成形的通过量可以提高三倍，而引起分辨率的变坏却有限 。

门控积分器输出是对整个单极性信号进行积分，由于积分效应，消除了电荷收集效应所引起的脉冲幅度的岐离（即弹道亏损效应）。而此效应在 HpGe探测器探测高能γ射线时




a）




b）

图9.7　延迟线脉冲成形

a）单延迟线成形；b）双延迟线成形.

尤为突出，此时具有相同总电荷但不同上升时间的探测器电流脉冲会得到不同的脉冲幅度，这种情况在电荷灵敏放大器和半高斯滤波放大器中是不可避免的。图9.8表示了门控积分器脉冲成形的波形图。

门控积分器的另一特点是能在较大的计数率范围内，维持峰位和能量分辨率的稳定性。

### 9.2.2　能谱测量放大器，线性放大器

作为脉冲分析，幅度范围一般是0～10$V$。线性放大器中采用成形和滤波电路来改进信噪比和（或）缩短每个脉冲的响应时间，以尽量减少堆积效应。

通常使用时间常数不变的滤波器。如上节所述，它们由

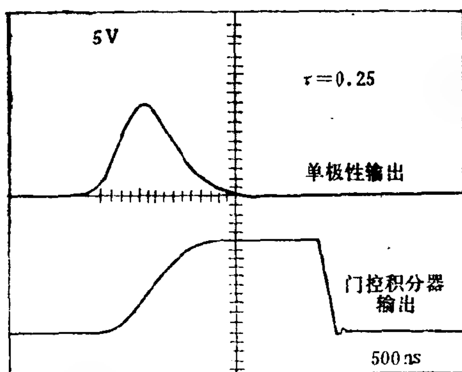



图9.8 门控积分器脉冲成形的GI输出和单极性输出

$CR$微分器和无源或有源$RC$积分器组成。在高计数率下，要使用单延迟线或双延迟线削波。只有在进行极高分辨率的测量时，门控积分器（又称时间常数可变积分器）或类似的电路才显示出其优越性。

1)典型的线性滤波放大器：图9.9是一个能谱测量放大器的框图，简称为谱放大器。脉冲形状示于图9.11中的脉冲(1)～(5)。输入级$A_1$接收极性为正或负的脉冲(1)，脉冲尾部按指数下降或上升，时间常数$\tau_0 \geq 30\mu s$。增益调节的粗调可在5、10、～2000间分档选定，细调用一个十圈电位器调节，倍增系数从0.5～1.5连续可调，总增益为粗调和细调之乘积。放大后的输入信号由$CR$极零补偿微分器微分，时间常数$\tau = C_1(R_1//R_2)$。在$\tau_0 = KC_1R'_2(K=0\sim1)$时进行适当的极零调节。这样，单极性输出脉冲不会显示上冲或下冲信号。微分过的信号(2)被单个$RC$积分器（时间常数$\tau = C_3R_3$)积分成信号(3)。后面的有源$RC$积分器$[\tau = C_4(R_4+R_5)]$在

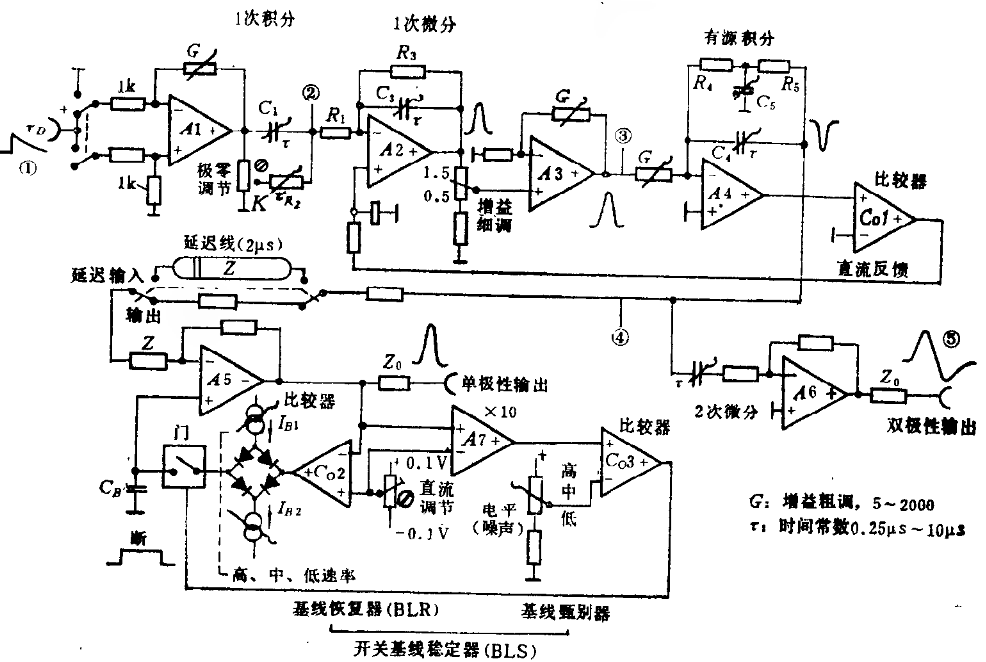



图9.9　典型的线性放大器方框图

选定了合适的$R_4/R_5$和$C_4/C_5$比值之后，则近似等于三个单个的积分器。由此，脉冲(4)接近于高斯脉冲的形状。

为防止电容耦合对脉冲形状的影响，放大器各级都采用直流耦合。直流电平由一个比较器和直流反馈自动控制。高斯形脉冲被直接地，或经过延迟线(2μs)送给输出放大级。经过二次微分后，产生了幅度与过零点无关的双极性脉冲(5)。在多数这类放大器中，单极性输出脉冲的最大值大约是在输入脉冲前沿之后$2\tau$处。双极性脉冲的过零点介于$2\tau$和$3\tau$之间，视第二个微分器的时间常数而定。$\tau$的典型值是0.25～10μs。在作高分辨率能谱测量时，单极性输出必须具有极好的基线稳定性。这由一个基线恢复电路（BLR）来实现。由于简单的BLR会使脉冲形状畸变，因此用门电路和基线甄别器（BLD）将BLD作了改进，称之为开关基线稳定器（BLS）。基线恢复电路（门电路总是闭合的）动作如下：在没有输出脉冲时，输出电平由比较器Co2自动调到在直流调节电位器上选定的电平。在有正脉冲输出时，Co2的输出变为负，$I_{B2}$使$C_B$充电，从而使输出变为负方向。在脉冲过去以后，由于在脉冲期间$C_B$的反向充电使基线漂移了，Co2转换到相反方向。这时$I_{B1}$流入$C_B$并使基线恢复，直到前述的静止状态出现。如果$I_{B1}=I_{B2}$，那么基线恢复电路对于正、负或双极性脉冲是对称动作的。当$I_{B1}>I_{B2}$时，对于正脉冲恢复快。显然，随着$I_B$的增大，即恢复时间缩短或恢复器变换速率加快，对脉冲形状的不利影响也会增加。因此，恢复器常常选用三个变换速率（开关有时放在插件内部），以便在不同的计数率下给出最好的幅度分辨率。

假如输出脉冲幅度高于预置的基线甄别器电平（该电平

用前面板的开关调得稍高于噪声电平），那么，为避免在脉冲期间对脉冲形状有任何影响，可将基线恢复电路断开。

这种放大器的不稳定性不仅仅取决于一系列电阻和电容，也在很大程度上取决于一系列开关的接触电阻，当放大器用过几年以后，这些因素可能会引起问题。

2)延迟线削波放大器：延迟线（DL）成形在高计数率下是理想的，因为可以直接返回到基线。最常用的电路的原理示于图9.10。

按指数下降的输入脉冲由分布参量延迟线或集中参量延迟线进行延迟，为尽量减小反射，延迟线在输入端和输出端已进行了匹配。倒相过的延迟信号和实时信号的合成即为削波信号。只有适当调节$\Delta R$才能使基线准确地恢复到零，其作用可与$CR$微分时的极零消除相比拟。将两个这样的电路串联（后一个没有过冲调节），就得到双延迟线（DDL)削波信号，它具有极稳定的过零〔见图9.11，脉冲(6)、(7)、(8)〕。

### 9.2.3 偏置放大器

偏置放大器用于将幅度谱的感兴趣区扩展到满量程（通常是0～10V).由于它们放大的只是落到规定窗内的脉冲的顶部，所以有时被称为窗放大器。除矩形输入脉冲以外，偏置放大器输出脉冲的形状强烈地依赖于幅度，这将造成明显的非线性(图9.12)。为了避免此种情况的发生，在偏置放大器之前用了一个脉冲展宽器，它把线性放大器的脉冲变换成幅度与原来一样、形状为矩形、宽度恒定（约1～3μs）的脉冲。偏置放大器有时和脉冲展宽器组合在一个单插件中。通常装上一个输入门电路，使得该插件还能起线性门的作用。

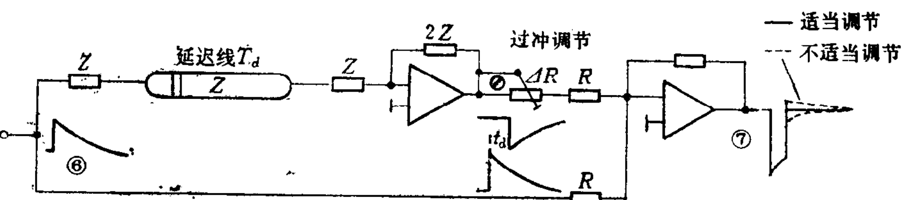



图9.10 延迟线削波

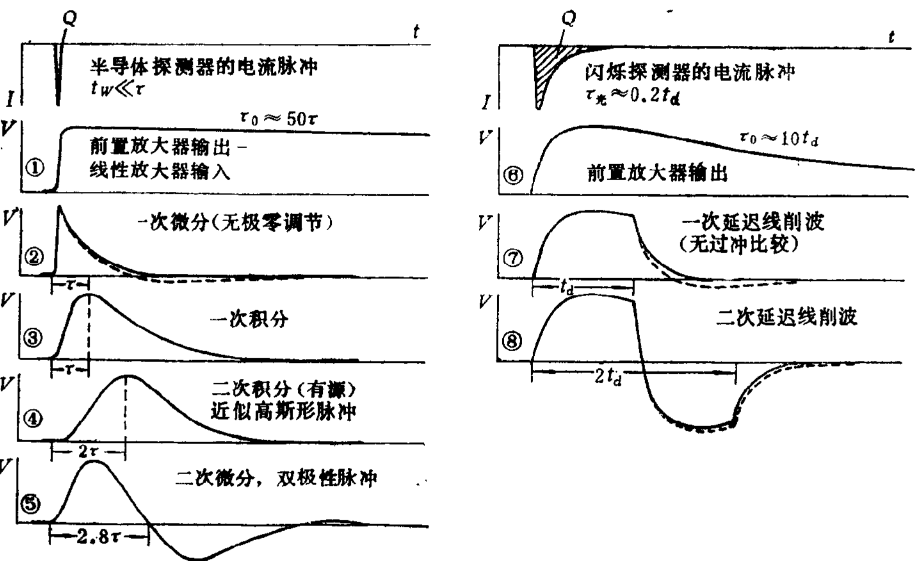



图9.11　线性放大器中的脉冲形状

1～5——$RC$脉冲成形；

6～8——延迟线脉冲成形。

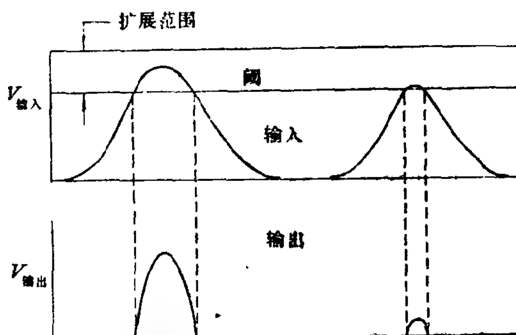



图9.12 偏置放大器

## 9.3 同轴电缆的信号传输[9]

通常应用同轴电缆传输各插件之间的模拟和数字脉冲信号。在通过同轴电缆进行输出端和输入端的连接时，下面列举的一些很重要的事实可以帮助用户避免故障。

### 9.3.1 传输时间（传输延迟）$t_p$

信号在同轴电缆中每米长度上的传输时间$t_p'$比光在真空（或空气）中同样长度上的传播时间(3.335ns/m)要长。$t_p' = 3.335\sqrt{\varepsilon}$ns/m，$\varepsilon$为介电常数。

绝缘材料为聚乙烯($\varepsilon=2.25$)的同轴电缆如RG58，RG59每米长度的传输时间约为5ns/m，$\varepsilon$值较小的电缆如泡沫塑料($\varepsilon=1.5$)，其每米长度的传输时间较短，约为4.1ns/m。

### 9.3.2 特性阻抗Z

若一阶跃电流输入电缆，则该电流将在传输时间内，连续地给电缆电容充电。在输入端可测到恒定电压$U$（见图9.13$c$）。

$$U = I\frac{t'_r}{C'}$$

式中$C'$是电缆每米长度上的电容。

由于比值$U/I$定义为电阻，所以该比值称为电缆的特性阻抗$Z$。

$$Z = \frac{t'_r}{C'} = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

$$t'_r = \sqrt{L'C'} = ZC'$$

式中$L'$是电缆每米长度上的电感。

举例：

RG58：$Z=50\Omega$，$C'=100\text{pF/m}$，$t'_r=5\text{ns/m}$。

泡沫塑料电缆：$Z=50\Omega$，$C'=80\text{pF/m}$，$t'_r=4.1\text{ns/m}$。

### 9.3.3 反射和终端

若$U_L/I_L=R_L$的值不等于$Z$($U_L$、$I_L$、$R_L$分别为负载电压、负载电流、负载电阻)，则电缆中传送的信号会在终端被反射回来。若$R_L=Z$，则负载与电缆匹配，无反射发生。图9.13是终端负载$R\neq Z$时各种反射的综合分析。

若信号源的阻抗不等于$Z$，则反射信号将返回到输入端并在那里被反射。

在核电子学领域里，三种信号源都在使用。

1)源阻抗$\ll Z$（约$1\Omega$），电压输出。应用：慢模拟和数字信号的输出，如线性放大器10V前面板输出，正逻辑信号。

若电缆长度$l$短到$t_r<t_r$($t_r=t'_r\cdot l$，$t_r$为信号的上升时间)，则$R_L$可选得大于$Z$。但在许多情况下，在电缆长度，

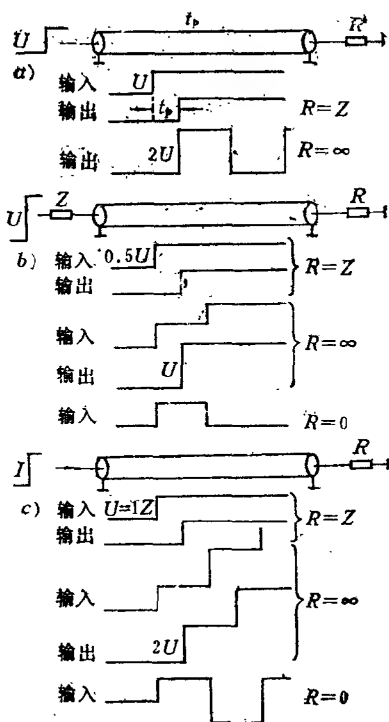



图9.13　同轴电缆上的反射现象

大于约1m时，即使$t_r$等于或大于1μs，输出级仍将变得不稳定和发生振荡。这是因为输出级的带宽大得很多，其源阻抗（＝输出阻抗）在频率为$1/2t_r$时成为复数。因此，要使得输出电缆匹配（$R=Z$）或使源阻抗变成$Z$（见14.1节）

2)源阻抗＝$Z$：应用：快慢逻辑和数字信号的输出，如线性放大器后面板10V输出，通常$Z=93\Omega$。

在这里，允许使用终端不匹配的电缆。

当$R \gg Z$时，输出幅度几乎等于信号源在无负载情况下的输出幅度，也就是说，虽然电缆输入端第一阶跃只有0.5 $U$，在电缆的终端信号幅度却仍为$U$。当$t_r \gg t_p$时，输出幅度几乎不受连接器接触电阻的影响。$R=0$时，一个阶跃可以在输入端缩短成宽度为$2t_p$的一个脉冲。

3）源阻抗$\gg Z$，电流输出：应用：快速线性和逻辑信号。

电缆在输出端必须匹配。（应用见14.1节。）

### 9.3.4 利用同轴电缆进行的脉冲信号倒相

图9.14示出一种脉冲信号倒相的简单方法。在时间等于$2t_p$之后，输入端才似乎认可输出端芯线短路接地，输入与输出信号以$\tau=L/Z$呈指数下降。$Z$为电缆的输出端所加负载，与电缆屏蔽体的电感$L$并联。

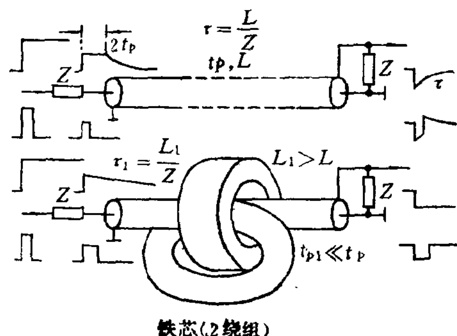



图9.14　同轴电缆的脉冲倒相

由于长电缆不方便，而且明显增大快信号的上升时间，因此可以用短电缆绕在铁芯上作小型宽频带倒相器（不用负载$Z$，而可用一根电缆连接到输出端）．铁芯和输出端之间

的长度越短越好，以使与$Z_{输出}$并联的有效电容小些。

### 9.3.5 交流声接地回路屏蔽电流的抑制

接地回路中的交流声电流可触引起干扰电压信号，如图9.15所示。同轴电缆屏蔽上的交流声电压降表示为

$$U_{交流声}=I_{交流声}\cdot R_{屏蔽}$$

如将电缆绕在铁芯上，可使

$$\omega_{交流声}\cdot L\gg R_{屏蔽}$$

$I_{交流声}$会变得很小，它的作用象一个变压器，使屏蔽体上几乎所有的交流声电压1:1地变换到芯线上，因而在芯线和接收器输入端的屏蔽之间几乎没有留下交流声电压。

当然，这个方法也可用于抑制同轴电缆屏蔽上的RF(径向）电流。在高频条件下，即块脉冲时，通常一个小的铁芯绕一匝或几匝线圈就足够了。

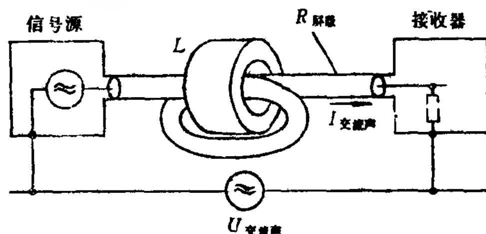



图9.15　交流声的抑制

交流声抑制≈$R_{屏蔽}/\omega L$。

# 第十章　甄别器[1,2,4]

## 10.1　幅度甄别器

### 10.1.1　积分甄别器

当输入信号的幅度足以使它穿过可调阈（二甄别阈）电平时，积分甄别器产生一个逻辑输出脉冲（图10.1*a*）。通常积分甄别器包括滞后不大的施密特触发器，后接一单稳态电路。输入和输出脉冲起点之间的时间延迟或响应时间依赖于输入信号的上升时间及其幅度。视幅度而定的响应时间的变化称为移动，它在这里是负的。

### 10.1.2　微分甄别器或单道分析器（SCA）

假定输入信号幅度介于低电平和高电平之间，这些仪器就产生逻辑输出脉冲（图10.1*b*）。其高、低电平之间的区域称为窗。调定高、低电平的方法有两种。在"常规方式"中，高电平$U_u$和低电平$U_l$的调整是互不相干的（$U_u<U_l$时，不产生输出信号）。在"窗方式"中，窗宽和窗位置即低电平（或窗的中心$U_c$）的调整互不相关。（通常，虽然窗位置是变化的，但窗$U_u-U_l$的绝对值是保持不变的。有时，窗宽与窗位置成正比变化，给出相对窗$KU_c=U_u-U_l$）。

在简单的非定时单道分析器中，当幅度落在窗内的输入脉冲的后沿通过下甄别阈时，即产生一个输出信号。因此，输

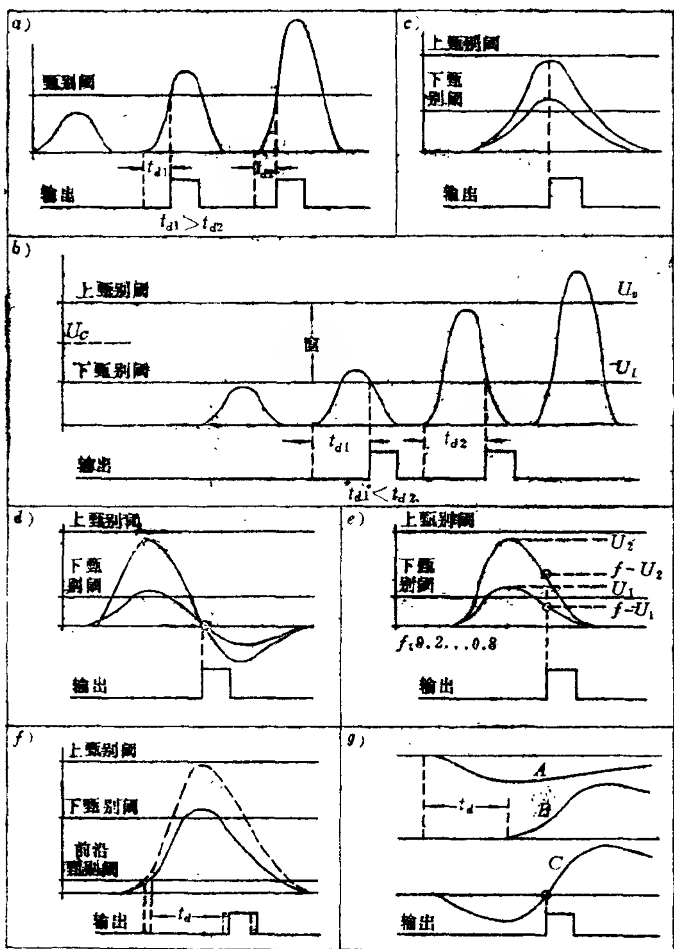



图10.1　幅度和定时甄别器

a）积分甄别器；
b）非定时单道分析器（SCA）；
c）峰位定时；
d）过零定时；
e）恒比定时（脉冲后沿）；
f）前沿定时；
g）恒比定时（脉冲前沿）。

出脉冲与输入脉冲的起始点之间的时间关系是不定的。时间移动大，而且是正的，但对输入脉冲宽度和形状都没有限制。

在定时单道分析器中，由幅度落在窗内的输入脉冲控制产生一个独立的定时信号。正在使用的有四种方法：

1） 峰值定时法（图10.1*c*）：峰值出现后立即产生输出。由于存在噪声以及在峰值处斜率变化缓慢，此方法时间稳定性有限，而且只限于窄脉冲。它通常与具有固定的小的成形时间常数的脉冲放大器配合使用。

2)过零定时法（图10.1*d*）：这种单道分析器要求在放大器中有双极性脉冲成形。脉冲宽度不是关键，但必须稳定。输入信号的过零转换速率应很高。由于转换速率受到限制（依赖于脉冲幅度），当过零触发器的触发阈刚好调到过零点时，可能有一个小的移动。这种残存的移动可以通过对触发阈作小小的改变(移动调节)来进行补偿。阈值偏正收补偿负漂移，反之亦然。过零定时法是恒比定时法的一个特殊情况。

3)脉冲后沿恒比定时法（图10.1*e*）：按照这个方法，当后沿越过峰值的选定百分比值时。产生输出信号。这个百分比对最佳转换速率和最小移动来说应该是转折点。作移动调节也是可能的。

这个方法对单极性脉冲来说能提供良好的定时信号（脉冲的宽度不是关键，但必须是稳定的）。

4)前沿定时法（图10.1*f*）：在这里，从阈值很低的前沿甄别器（LED）（在第10.2节中叙述）得到定时信号。该定时信号必须延迟到输入脉冲达到其最大值的时候，然后选通。为了获得良好的双脉冲分辨率，延迟必须与选定的脉冲峰时间相适应。

## 10.2 定时甄别器

专用定时甄别器用于高分辨率定时测量。

### 10.2.1 前沿定时（LE）（图10.1$f$）

快速前沿定时甄别器(即时间移动与转换速率无关)的阈值调在接近于噪声电平。而由延迟定时信号选通的幅度甄别器的阈值调到高得多的电平。这样，余下的时间移动大约减少到

$$t_r\frac{U_{LE}}{U_{max}}$$

（应用范围：衰减时间比较长的闪烁探测器，和具有不同上升时间的信号。）

### 10.2.2 前沿定时的恒比值（图10.1g）

在恒比脉冲幅度触发器（CFPHT)中，输入脉冲 按一个系数（$A$）衰减，这个系数等于脉冲幅度中希望定时的 百分比$f$。经过放大器，输入信号倒相并由电缆延迟（$B$），延迟的时间大于$t_r$。由两个信号相加，产生一个与幅度无关的 过零点（$C$）。这种方法要求信号具有恒定的上升 时间。

### 10.2.3 上升时间的自动补偿（ARC）

为了避免由于信号的上升时间变化（如大的锗探测器）而引起大的时间移动，采用了各种不同的技术。例如比$t_r$短得多的延迟时间$t_d$把CFPHT法变成ARC定时。由此（在限定的幅度范围之内）产生与幅度和上升时间无关的过零点。（由于剩余过零斜率减小，时间晃动加大。）在另一种称为外推零选通的方法中，下甄别器输出和定时输出信号之间的延迟时间由下甄别器和上甄别器信号之间的时间差（正比于$1/t_r$)来自动控制。

## 10.3 脉冲形状甄别器(PSD)

通常只要脉冲形状如上升时间、下降时间或宽度满足给定条件，这类甄别器就产生一个逻辑输出脉冲。例如，在半导体探测器中，当电离全部或部分地出现在弱电场区时，由于复合，收集到的电荷与能量不成比例。这些脉冲的上升时间较长，它们可由脉冲形状甄别器选掉（慢上升时间的抑制）。

堆积抑制器是一种特殊的脉冲形状甄别器。一个脉冲在前一个脉冲的宽度内出现称为堆积。脉冲系列的堆积可以通过测量脉冲前沿触发点与过零点或后沿的恒比点之间的时间差来识别。在有堆积时，该时间差比单个事件脉冲的要长（图10.2）。

有些塑料闪烁体和液体闪烁体对于质子或电子吸收（因此也对中子或γ吸收）具有不同的衰减时间。专用脉冲形状甄别器在一个输出端对中子产生输出脉冲，在另一个输出端对γ产生输出脉冲。

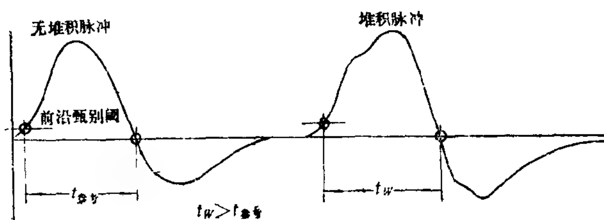



图10.2 堆积的抑制

# 第十一章　符合与反符合电路[1,2,3,6]

图11.1是符合电路的一个典型应用实例。液体闪烁体的低能β闪烁由两只光电倍增管探测。除β脉冲以外，每只光电倍增管还要产生幅度大致相同的噪声脉冲。但它们在时间上是无关的。只有同时发生的脉冲才被当作事件计数。在一个短时间间隔内的脉冲就是同时发生的脉冲，它们可以由β闪烁产生，或由偶然间同时发生的噪声脉冲所产生。噪声符合率以$n_{CN}=2T_R\cdot n_{N1}\cdot n_{N2}$表示，$2T_R$为符合时间分辨率，$n_{N1}$和$n_{N2}$为噪声脉冲计数率。选择$2T_R$时，其下限由两个道间的

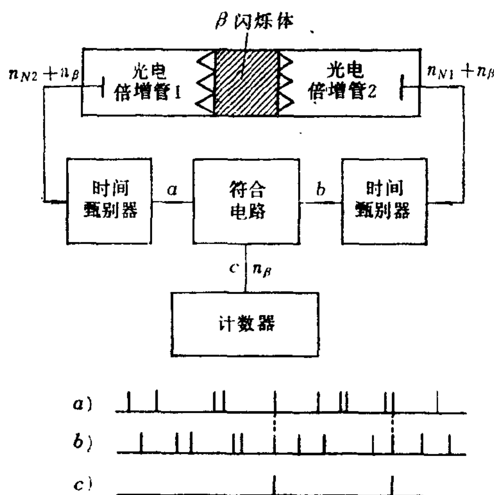



图11.1　低能闪烁测量用的符合系统

时间偏差和与幅度有关的甄别时间移动给定。当$2T_R$降到此极限值以下时，$n_\beta$也减少，而$n_\beta/n_{CN}$没有任何进一步改善。

反符合装置在弱强度测量技术中的典型应用实例示于图11.2中。

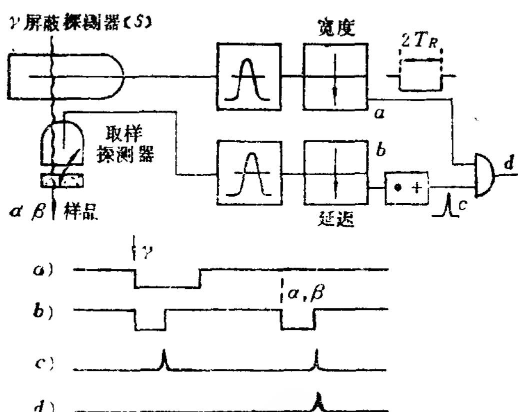



图11.2　弱强度α(β)测量用的反符合系统

高能γ射线能触发两个探测器，而样品中的α或β粒子只能触发样品探测器。假如两个探测器都被触发，则样品道的延迟信号C将被屏蔽脉冲$a$选掉。为了避免由于时间晃动和移动引起不良选通，屏蔽脉冲的宽度必须比"计数"脉冲宽。在较为复杂的测量装置中，采用了有几个输入端的符合和反符合电路。图11.3表示三重符合(虚线表示扩展)的工作原理图。

适当调节延迟电路$A$、$B$、$C$可以补偿各信号传输延迟的不同。通过$A$可以起符合道或反符合道的作用。时间分辨

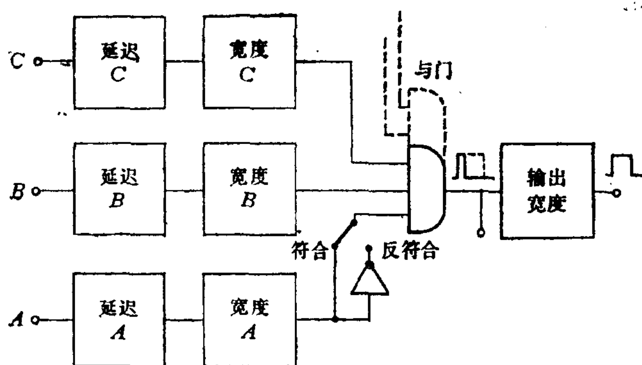



图11.3　三重符合、反符合电路的工作原理

率由$A$、$B$、$C$的宽度给定。由于与门的输出脉冲宽度依赖于它的输入信号的重叠时间，故通常由一个附加的单稳态电路产生一个固定宽度的输出脉冲。二重符合的时间分辨率由输入脉冲宽度的总和给定(图11.4$a$)。通常$T_A$调节得等于$T_B$。若$T_A \approx T_B \gg t_r$($t_r$为与门的输入信号和输出信号的上升时间)，则时间分辨率为$2T_R = T_A + T_B$。但是，假如$T_A$和$T_B$与$t_r$大致相等，那么，$T_A$和$T_B$的有效值就不得而知了。若就符合计数率$n_c$与输入脉冲之间的相对时间延迟$\Delta t$的关系作曲线的话，该曲线的半高宽(FWHM)就是$2T_R$。如果时间晃动约为$2T_R$，则曲线的倾斜变得平缓(虚线)。

反符合电路的等效图形示于图11.4$b$。

图11.5中给出了一种离分辨率($2T_R$<5ns)的方法。起始脉冲($A$)和终止脉冲($B$)之间的时间差由时间-脉冲幅度变换器(TPC)变换为与时间差成正比的电压幅度。后面的单道甄别器起时间窗的作用，时间窗可以通过对低电平的调节

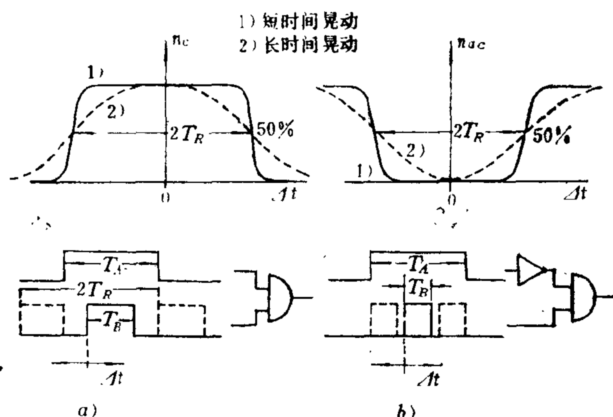



图11.4　时间分辨率$2T_R$的定义

a）符合；
b）反符合。

加以移动。该工作原理也可以用于三重符合，在这里起始脉冲由三个输入信号中的第一个给定，而终止脉冲则由最后一个信号来触发。通常只有窗（$=2T_R$）是可调的。

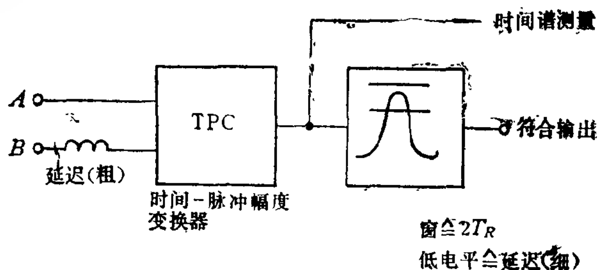



图11.5　高分辨率符合系统

# 第十二章　计数系统

## 12.1　率表[1,2]

率表将输入脉冲计数率变为指针式仪表表头上指针的偏转，还可输出正比于指针偏转度的电压。率表通常用来监测放射性排出物，或作为便携式辐射监测仪器的一个部分。

### 12.1.1　线性率表

在这些仪表中，指针偏转和电压输出场正比于输入脉冲计数率。图12.1示出一种典型的线性率表的方框图。

输入阈由施密特触发器给定，触发器可以跟一个十分频器，以便将测量范围扩展到高计数率。实际的率表电路包括一个单稳态、一个泵电路和一个平均电路。单稳态的输出幅度$U_r$必须高度恒定，宽度则必须足够大，以保证$C_1$完全充电。在正前沿时，$C_1$充电到$U_r$。在后沿时，该电荷通过$D_2$注入到积分(平均)电容器$C$中，$C$通过$R$连续放电。在稳定状态条件下，平均充电电流$n_2C_1U_r$等于放电电流$U_o/R$。通过适当选定$R$值调整满量程，而统计涨落$\sigma$依赖于$C$。响应时间或暂态时间依赖于时间常数$\tau=RC$。可以由两个报警阈来观察输出电压。在稳定状态条件下，例如当只有本底存在时，两个报警输出都高。探测器或放大器失效，或高计数率时都在相应的输出端给出低的信号。当电源发生故障时，两个输出都低。

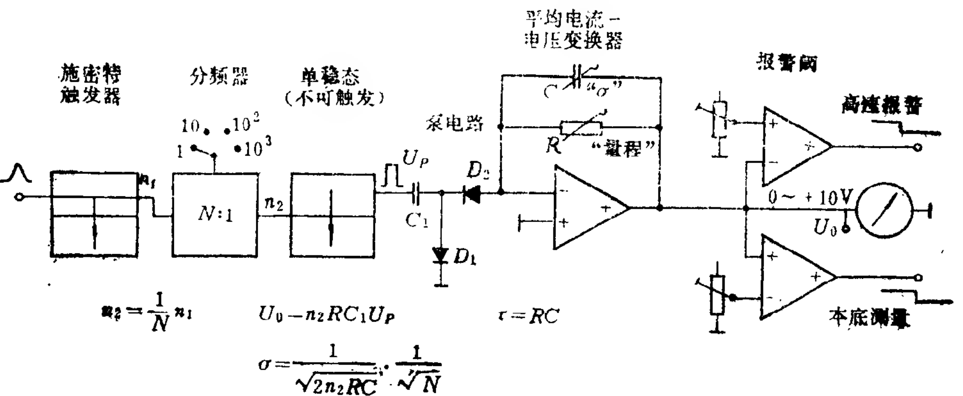



图12.1　线性率表方框图

量程：1、3、10…$10^8s^{-1}$；统计涨落σ：1%、3%、10%、30%。

在某些率表中，量程的调整与τ互不相关。如果需要，必须计算σ值。图12.2给出了在相同统计误差σ(即$T_i=2\tau$)下线性率表与计数器的暂态特性的比较。暂态时间$t_{0-1}$的实际值是暂态失效等于一σ的一段时间。

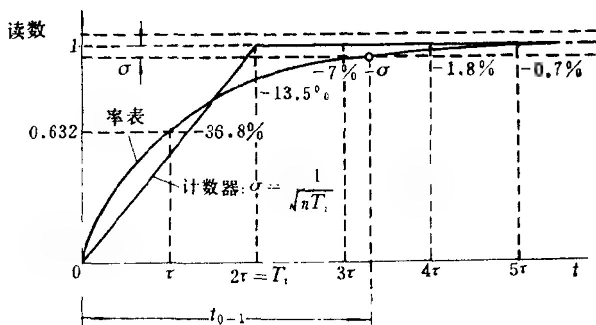



图12.2　率表和计数器的暂态特性

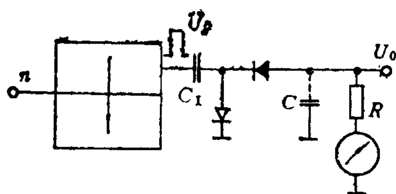
$$t_{0-1}=\frac{1}{2}\ln(2n\tau)\approx\tau\log(10n\tau)$$

当σ<13.5%时，计数器比率表快。率表的优点在于它能跟随计数率的变化。

### 12.1.2 对数和半对数率表

这类仪表在测量大范围计数率时使用。真正的对数率表很少见，因为它不适合于有零点的刻度盘。这类仪表只要把图12.1中的量程电阻器R换成“对数电阻器”(例如二极管)即可制成。简单的半对数电路示于图12.3。

在低计数率$U_o \ll U_s$时，电路的工作具有线性特性。随着$U_o$的增大，注入C的电荷量减少，因为它正比于$U_s-U_o$。在极高的计数率下，输出$U_o$趋于饱和电平$U_s$。在两个



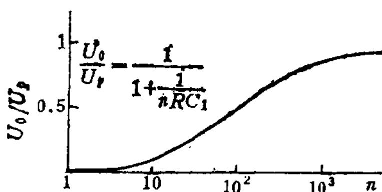




图12.3 半对数率表原理

量级范围内变换特性大致是对数式的，放电时间常数τ是恒定的。由同一个单稳态触发的带不同$RC_1$(例如$RC_1$依次为1:10:100:…)的几个泵电路，其输出电压的总和和计数率在很大范围内是接近对数式的。在泵电路上取不同的时间常数$\tau=RC$，可以使整个量程的σ近似为常数。

## 12.2 计数器、定时器和数字率表[1,2]

为了对计数率作精确的测量,都在已知时间内计数事件。若只有一个计数率要测量,则使用一种小型的计数-定时器。在有几个脉冲源的复杂实验中，一个定时器可以控制几个计数器。在低计数率技术中,采用差值计数器来连续扣除本底。

### 12.2.1 多用计数器（计数-定时器）

图12.4示出一种多用计数器(计数-定时器)的方框图。这种仪器可用于单次测量或间歇式测量，例如与换样器配合

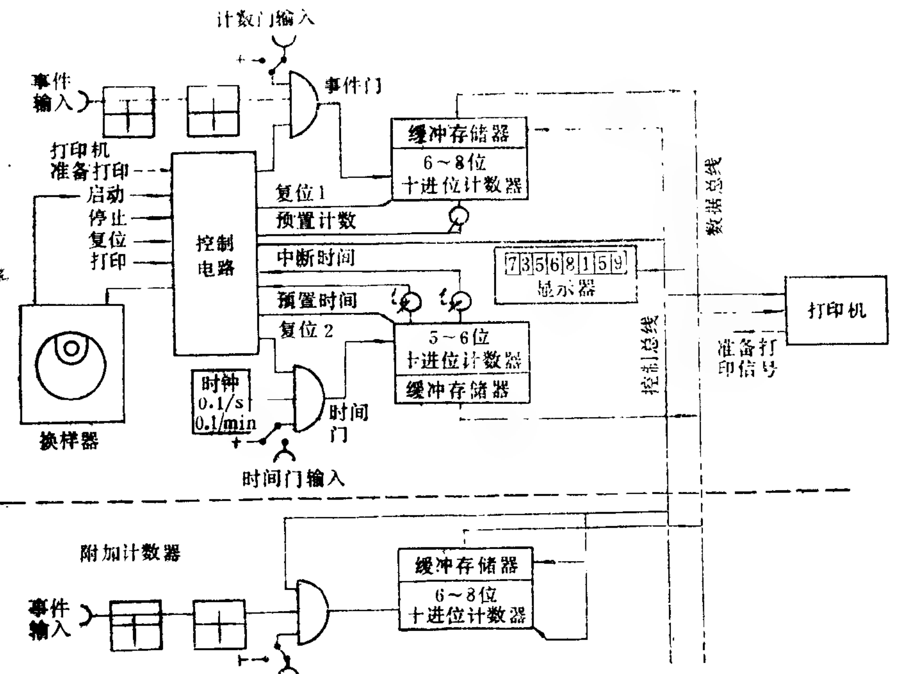



图12.4 计数-定时器系统方框图

使用。

事件输入端通常跟一个触发单稳态的施密特触发器。事件门受控制电路控制，在测量期间门是打开的。此外，事件门也可受外部信号控制。事件脉冲在一个6～8位的十进位计数器中相加，该计数器在达到预置计数数目之后发送停止脉冲。

在测量期间，时钟脉冲在定时计数器内以同样方式计数到预置数。时间门可以有一个附加的外控输入，以作死时间的自动校正。与换样器配用时，它尤其适合于按预置时间或预置计数中任何一项先达到时就停止测量的要求。这样，在高计数率下，既保持了统计误差$\sigma=1/\sqrt{N}$不变，又节省了测量时间。在统计误差可能要大些的低计数率下，可以限制测量时间，以避免不必要的延长。

如果在各次测量之间需要中断，则时间计数器也可用作暂停定时器。当前，计数器的存数通常存在缓冲存储器中，数据可以打印出来，并在下一个测量周期内显示出来。必须注意，在准备好打印之前，不得给缓冲存储器下一个存储指令。

把附加的计数器连接到数据总线和控制总线上可以扩展计数-定时器。虽然在主单元显示也是可能的，但它们可以有自己的显示。

### 12.2.2 差值计数器

实际的十进位加(减)法计数器可以用作差值计数器，或者，如果差分计数率仅为正(或仅为负)，则装在普通计数器前面的差值加(减)法缓冲计数器也可用作差值计数器，如图12.5所示。用计数率乘法器调节两个计数道的计数效率，使

$kn_1=n_2$（例如在本底条件下）。假如$n_2$是参照的计数率，而且$kn_1 \geqslant n_2$，则上面的输出将提供差值计数率$kn_1-n_2=\Delta n$。这时，加(减)法计数器总是处在"最多"状态——在这里输入脉冲$kn_1$直接馈送给上面的输出。每个$n_2$的脉冲需要有一个$kn_1$的脉冲来抵消，直到"最多"状态再次建立为止。只要有少量二进位级(如5级)就可以避免由于统计涨落引起的失效。

### 12.2.3 数字率表

由于数字电路可靠性高，在监测系统中有时使用数字率表，其工作原理图示于图12.6。预置时间内的计数或为达到预置的计数所用的时间送入微处理机，微处理机计算计数率，假使这个值与上述的预置值之间的相对差值大于给定极限的话，微处理机就产生一个新的线性的或对数的输出。微处理

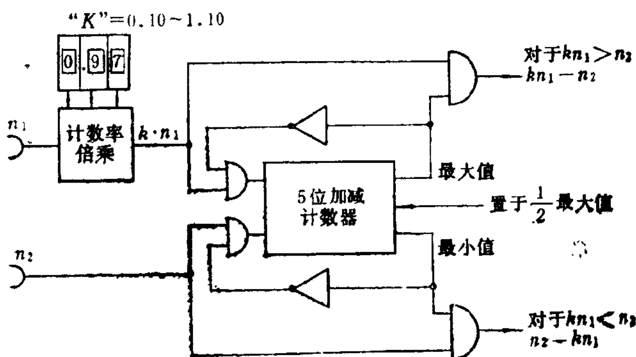



图12.5 用于弱强度技术的差值缓冲计数器

对于本底差额，调节$kn_1=n_2$。

机还可以再测量几个报警阈。本底测量(或探测器测量)用可

再触发的单稳态来进行。当在$T_1$期间没有任何事件脉冲出现或当电源发生故障时，单稳态送出一个低信号。

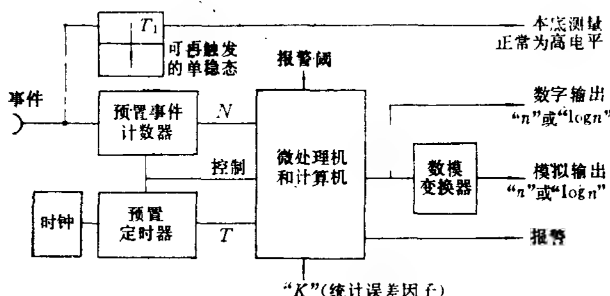



图12.6　数字率表

假如$N_2>N_1+k\sqrt{N_1}$或$N_2<N_1-k\sqrt{N_1}$，则只有输出$n$变化。

$N_2$——最终结果；$N_1$——前面的结果.

## 12.3　计数系统中的死时间

计数系统的死时间或双脉冲分辨时间依赖于探测器（盖革-弥勒计数管)或放大器和(或)甄别器的脉冲形状，但不依赖于计数器或率表，因为至今其输入级的双脉冲分辨时间小于0.1μs。唯有机械计数器(在剂量监测系统中可能仍然使用)的分辨时间，考虑到计数损失，尚应加以重视。

有两种死时间：

1）恒定的、不延长的死时间。落入死时间内的事件对系统是没有影响的。这个性能是由不可再触发的单稳态电路(未更新的)给定的。

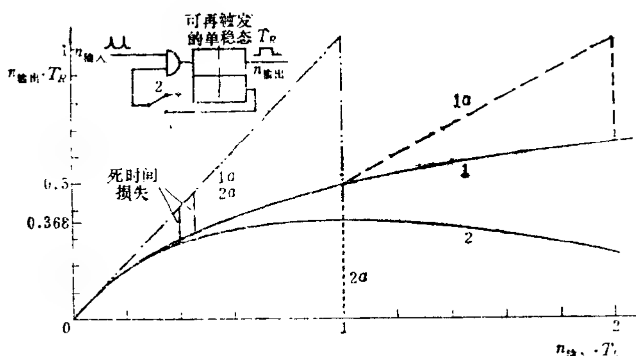



图12.7　恒定死时间与扩展死时间对计数率的影响

1——恒定死时间 $\dfrac{n_{输出}}{n_{输入}}=\dfrac{1}{1+n_{输入}T_R}$ 用统计脉冲；

2——扩展死时间 $\dfrac{n_{输出}}{n_{输入}}=e^{-n_{输入}T_R}$

($a$、$2a$)——用周期脉冲。

2）延长死时间。每一事件后跟一恒定的死时间。这个性能是由可再触发单稳态电路（更新的）给定的。

图12.7　表示输出计数率与统计输入计数率的关系，为了对比，还给出了与周期脉冲（即脉冲频率）的关系。

显然，延长的死时间($b$)这个性能是不利的，因为在高输入计数率下输出计数率下降。至于探测器(G-M计数管)，死时间问题可以通过使用不同尺寸的探测器和(或)使用直流输出探测器（对于高剂量率）来加以克服。在电子计数道中，可再触发级（例如电机械计数器）的前面应是不可再触发单稳态，其死时间略长于可再触发电路。

在分频电路的输出端，统计涨落是减少的，由此死时间损失也是减少的。

# 第十三章　多道分析器[1～4,49]

在核领域中多道分析器（MCA）主要以脉冲幅度分析(PHA)或多路定标(MCS)方式工作。信号平均(SA)方式则用于探测非常小的隐藏于噪声之中的周期性发生的信号。

## 13.1　原理

图13.1示出在所有工种方式中都可以工作的多道分析器的方框图。其主要部分是一个存储器（磁芯存储器或半导体存储器），并且带有一个地址寄存器，一个数据寄存器和一个存储器控制单元。典型的多道分析器存储器具有$N=1$K

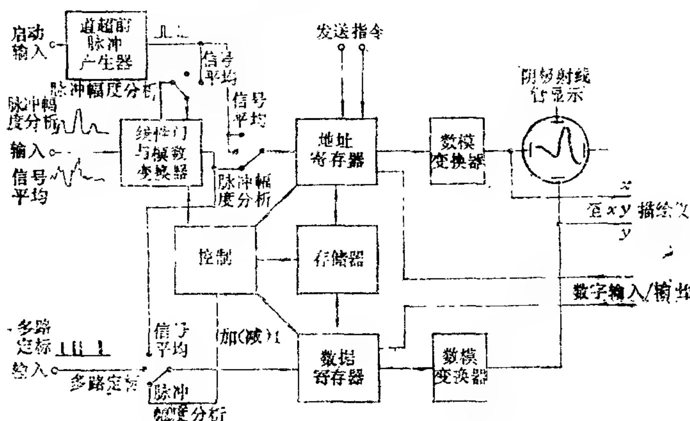



图13.1　MCA方框图

～4K二进制地址，很少用8K 或16K($1K=2^{10}=1024$)，为了读出方便，各道的容量采用二进制编码的十进位系统，其典型容量为24位二进制数＝0～999 999，即可组成 6 位十进制数。

存储器的存数可以通过数字模拟变换器以大约3％的精度显示在阴极射线管(CRT)上，$x$轴上显示道数或地址，$y$轴上显示线性刻度或对数刻度或均方根刻度的存数。使用$x$-$y$记录仪或$x$-$y$描迹仪时，其精度约为0.1％。数字读出/写入被用于磁带、纸带、打印机、电传打字机、计算机等的数据输入与输出。

### 13.1.1 脉冲幅度分析（PHA）方式（图13.2*a*）

这种方式用于累积一系列输入脉冲幅度的频率分布谱(直方图)，例如γ射线能谱。每个输入脉冲的幅度由ADC变换成与脉冲幅度成正比的道数或地址数。被选中的道的存数从存储器转移到寄存器，加上 1（或减 1），新的存数被存入。(假如要从前面累积的谱中扣除一个谱，例如本底谱，则要用扣除方式)。将存储器分成对半或四等分(这可由指定的信号来选定)即可顺序地或平行地测量和存储两个或四个谱。

### 13.1.2 多路定标（MCS）方式（图13.2*b*）

在放射性测量中，有时并不需要分析脉冲的幅度，而要测量脉冲计数率随时间的变化。多道分析器把计数器各次测量的结果依次存储在相邻的存储单元内，这种按时间顺序测量各段时间间隔的脉冲计数，并依次记录在存储器各个存储单元内的测量方式，称为多路定标方式。

在这种方式中，存储器的各个存储单元(即每个道)好比一系列计数器，每一道对一个预定的“闭锁时间”测定计数

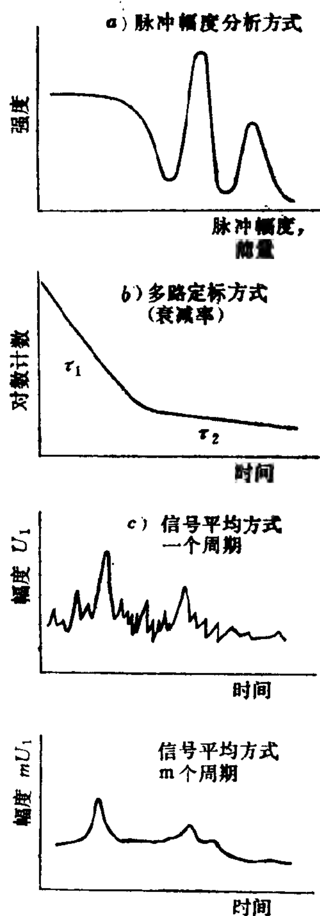



图13.2　多道分析器的不同工作方式

*a*）脉冲幅度分析方式；

*b*）多路定标方式；

*c*）信号平均方式。

率。各道的闭锁时间由内部的时钟信号或外部的道超前(CA)信号给定。事件由数据寄存器在闭锁时间内计数。在每个闭锁时间末，数据寄存器的存数被转移到存储器，寄存器复位到零。一个多路定标周期完成之后，计数率和经过的时间被存放于存储器中。能以单次或重复扫描方式工作的多路定标方式可用来测量短寿命同位素的衰变率，也可用作穆斯堡尔分析等。

**13.1.3 信号平均（SA）方式（图13.2$c$）**

在这种方式中，可能隐藏在噪声之中的不断发生的低频信号的周期被分隔成相应于道址的$N$个时间间隔。这只有当信号与起动道超前产生器的触发脉冲的相位或时间同步时才有可能。输入信号在每个时间间隔内被调制成脉冲信号，并由ADC数字化。这个数值加到与时间间隔相应的道的存数中去。在输入信号的$m$个周期或循环之后，存储器的存数应为$mA_{(t)}+\sqrt{m}\,B$($A_{(t)}$=信号，$B$=噪声均方根值)。因此，信噪比由$\sqrt{m}$来改善。信号平均方式对于测量弱信号的幅度与时间的关系很有用，例如由重复的、周期的或随机触发信号激励的生物医学信号就是一种弱信号。

## 13.2 模拟-数字变换器(ADC)

ADC把脉冲幅度数字化。在高分辨率能谱分析中通常使用图13.3所示的威尔金松(Wilkinson)法。前沿触发器产生快复位信号并打开线性门。输入脉冲通过这个门，峰值被保存于电容器中并展宽。在脉冲最大值刚过之后，线性门立即关闭，以避免堆积引起失效。假如峰值正好落在机内的单道分析器(SCA)的窗内，又如果要求脉冲与外部信号符合或

图13.3　模拟数字变换器

*a*）方框图；

*b*）脉冲定时示意图。

反符合，则展宽器电容被恒定电流放电。放电期间，高频时钟脉冲(典型值50～200MHz)在地址计数器中被计数。确切地说，模拟-数字变换的过程分为两步：模拟-时间变换和通过计数时钟脉冲使时间数字化。量程，即满量程（0～+10V）的道数由放电电流给定，并且是可以选择的（典型值0.5K/1K/2K/4K/8K）。为了压缩谱的下面部分和将上面部分扩展到存储器的满地址容量，可以在地址计数器上接通数字补偿。在“死时间”或“ADC占线时间”期间，即在输入脉冲前沿和存储周期末之间的时间间隔内，在输入端没有接受其他脉冲。死时间的主要部分是放电时间，它取决于脉冲幅度。ADC占线信号用来产生自动死时间校正，即在ADC输入端关闭的时间内，时钟脉冲不能通过选通门。这样，只有当ADC有能力接受脉冲时，“活时间”时钟脉冲才被计数并

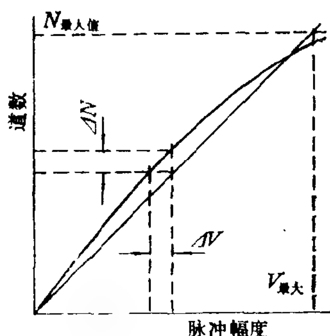



图13.4 积分非线性

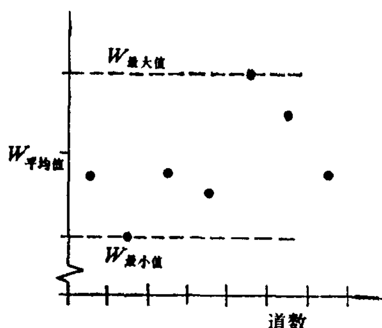



图13.5 微分非线性

积分非线性 $= \frac{\Delta N}{N_{最大值}}$ 或 $\frac{\Delta V}{V_{最大值}}$ 　微分非线性 $= \pm\frac{1}{2}\;\frac{W_{最大值}-W_{最小值}}{W_{平均值}}$

存入零道中。ADC占线信号的平均值用死时间表头偏转的百分数表示。实际的经过时间以(活时间)/(100%死时间)表示。

除变换因子和零点补偿的稳定性外，积分和微分非线性的技术要求也是十分重要的。

积分非线性可以定义为道数与输入脉冲幅度的换算曲线与理想曲线之间的最大偏差。(见图13.4)。

微分非线性表示道宽与平均道宽之间的最大偏差（见图13.5)。（存入道中的脉冲数与道宽成正比！）

积分非线性的典型值是±0.1～0.05%。微分非线性应小于±1%。

## 13.3 稳谱

在用脉冲幅度分析方法作高精度测量时，零点补偿和变换因子的不稳定性必须小于1道。例如，用8 K ADC时，其允许的不稳定性最多约为$10^{-4}$。系统不稳定性不仅依赖于ADC的技术特性，而且与前置放大器的增益、主放大器的增益、脉冲形状、开关和接插件的接触电阻等有关。尽管有这些不稳定因素，仍然可以用自动稳谱实现高稳定的测量。

### 13.3.1 变换因子的稳定

ADC输出端的两个数字窗设置在谱线的上半部，位于特征峰两侧的斜线上，整个变换因子是自动控制的，(例如通过控制ADC的放电电流)，因此，在两个窗内计数率相等。

### 13.3.2 零点补偿的稳定

脉冲产生器的小脉冲送到前置放大器的测试输入端。这些脉冲的幅度调到一个能使它们进入两个相邻道（例如15道和16道)的数值。ADC的零点补偿是自动控制的，使得两个

道中测试脉冲的计数率相等。为防止这些测试脉冲存不到存储器内，采取了预防措施。

## 13.4 数据处理

最新式的多道分析器有许多机内数据处理装置。仅将最重要的几点作一简短介绍：

1）能量刻度：$x$轴的刻度以两个已知能量峰标定，单位是keV。

2）感兴趣区(ROI)：这是道址轴上的一个连续区间，由用户规定特别感兴趣部分（例如峰）。能存入几个感兴趣区。

3）峰面积的积分：计算选定的感兴趣区(见2)的总计数。

4）求比值：测定两个感兴趣区积分之间的比值。

5）寻峰：在选定的感兴趣区内，显示峰位的道址及其计数。

6）归一化：用一个因子去除谱。

7）剥谱：从存入的谱中扣除倍乘了一个因子的参考谱。

8）百分比误差：确定在选定的感兴趣区内的计数统计误差。

更复杂的数据处理通常由与MCA在线或离线连接的计算机进行。

## 13.5 γ谱分析

谱的数据处理方法因不同的实验目的和实验方法而异，但对一些通用性强而且方法比较成熟的处理系统如γ谱分析，不论是Ge探测器系统，还是NaI探测器系统，都遵循了基本

相同的格式。一般包括标定，建立程序库，谱的分析和结果的修正。对特定的应用，例如核电站流线分析、环境监测和中子活化分析等，则要对基本软件包进行增订。

### 13.5.1 γ谱分析的基点

1）建立与所进行的测量相应的核数据库。

2）得到刻度数据和计算刻度系数。

3）样品谱的获取和存储。

4）每一条谱的分析，包括：

—确定峰的位置；

—识别是单峰还是重峰；

—由峰的位置和核数据库鉴别核素；

—峰面积的计算；

—由峰面积、效率刻度及数据库计算核素的放射性；

—物理的和电子学的误差的修正。

### 13.5.2 系统的刻度

在γ谱获取和处理系统中，一般都配有系统刻度程序，借助于已知的放射源得到谱分析数据。

1）配有能量和道址刻度曲线，从而可得到系统的零能量截距、斜率和非线性。

2）配有谱形状和道址刻度曲线，又称能量分辨率刻度曲线。形状常用半高宽(FWHM)来标志。形状刻度曲线可用来鉴别非峰及重峰的分解等方面。

3)配有探测效率与能量刻度曲线。曲线的拟合途径是多种多样的，常用二个二次多项式在全对数（即logEFF～log($E$)）坐标上表示。由刻度源获取的能谱，再由各个峰的净面积计算出效率。在求取各个峰的净面积时，必须借助于上

述两条刻度曲线，求出峰位和峰区的左右边界。

对不同探测器和同一探测器不同几何位置，都可得到不同的刻度曲线，从而得到不同的刻度系数，并存放于分析数据库中，以供测量时调用。

### 13.5.3 数据文件

数据文件系统是软件的一个组成部分。文件系统按统一的形式管理信息，可以使我们很方便地进行信息的存取和传送。系统中所有信息例如数据、程序等可以组成一个个文件，且赋于相应的文件名，在程序执行过程中，可以按文件名来调用文件，这将大大简化编制程序工作。数据文件的分类和名称因不同的系统而异，但在谱数据处理中，数据文件可分为谱数据文件和分析数据文件。

1）谱数据文件：它由所获取的谱数据组成。每个文件中可以存放若干个谱的数据，每个谱被赋予一个索引号。在进行谱数据处理时，可以按数据文件的名称和谱索引号调用一个谱的数据。通常一个谱可被分成若干个记录段，也可按记录段号调用谱的某一段数据，且在记录段之前设置标志说明，例如样品号、探测器号、几何条件号、测量时间、衰变时间等。

2）分析数据文件：在谱数据处理过程中，还需要引用大量的数据和常数，例如，能量刻度系数、核素参数（包括核素名称、半衰期、峰能量、产额、分支比等），存放这些数据的文件称之为分析数据文件。

不同系统中，分析数据文件的种类和格式是不同的，和谱数据文件一种，每个文件也赋予一个号，在执行程序中，也同样以文件号调用。

GAMMA 1 <01>                    19-OCT-79      08:49:47

| SPECTRUM | ACQUISITION STARTED | | LIVE | REAL |
|---|---|---|---|---|
| 0010251 SPC | 15-OCT-79 | 15.50 39 | 40000 | 40002 |

SAMPLE
WEIR WATER SAMPLE
500 ML MARINELLI BEAKER

DETECTOR SYSTEM
EG&G ORTEC TEC-20 COAXIAL GE(LI) DETECTOR
S/N 8852    GAMMA LAB 44 . . . SEGMENT NO 1

CALIBRATION   1MARIN CLB
MARINELLI SAND STANDARD NO 856    740 61 GRAMS
S/N 8852 .   01-MAY-78   . SI0201 SOR

LIBRARY    NATU10    PBC
FMPC TABLE  W2   LB.[300,300]FMPC TBL
START,STOP  ·50,  4095 SENS(%)  25  MULTIPLIER    0 2000000E 02
DECAY CORRECTED TO   17-JAN-78   14.30
SORPTION (IN)    500.0000    SY0 H2O001 SOR
RECOVERY FACTOR    1 000    RANDOM SUMMING    0 9775E+06

························SUMMARY OF NUCLIDES IN SAMPLE ························

| NUCLIDE | TIME CORRECTED ACTIVITY UCI/ML | TIME CORRECTED FMPC W2 | PERCENT UNCERTAINTY COUNTING 2S |
|---|---|---|---|
| TH-232 | < 1 0E-08 | < 5 0E-03 | |
| RA-228 | < 1 2E-08 | < 4 1E-01 | |
| NAT-TH | < 3 6E-09 | < 3 6E-03 | |
| RN-220 | < 3 6E-09 | < 3.6E-09 | |
| PB-212 | < 3 6E-09 | < 1.8E-04 | |
| BI-212 | < 6.6E-08 | < 1.6E-04 | |
| NAT-RA | 7.072E-08 | 2 357E-02 | 15 1 |
| PB-214 | 2.770E-08 | 9.233E-03 | 25 2 |
| BI-214 | 7.111E-08 | 2.370E-02 | 15.0 |
| PB-210 | < 3 4E-08 | < 3.4E-01 | |
| BI-210 | < 3.4E-08 | < 8.4E-04 | |
| U-235 | < 4.9E-09 | < 1.6E-04 | |
| U-238 | < 5.4E-07 | < 1.3E-02 | |
| K-40 | 4.313E-08 | 1.438E-02 | 0.0 |
| CS-137 | 2 663E-07 | 1.332E-02 | 3.5 |
| CO-60 | < 5.3E-09 | < 1.8E-04 | |

TOTAL FMPC.  0.0000

······································ UNUSED PEAKS ······································

31.82 + CS-137    32.19 + CS-137    241.91 + PB-214
295.17 + PB-214    1764.51 + NAT-RA    1764.51 + BI-214

ELAPSED TIME   49 8 SECONDS
LP:=0010251/W2

图13.6　典型的γ谱分析报告

系统及软件还包括修改和编辑新的文件的服务程序。

### 13.5.4 γ谱的定量分析

γ谱定量分析是指对一个未知样品进行分析，定出其中含有的各种核素名称和强度。在完成13.5.1节的数据获取和处理之后，最终的结果以清晰的表格方式给出。下面列出存放在磁盘中的谱数据进行处理后由计算机输出的γ谱分析报告的例子。

从图13.6可见，分析报告基本上包含四部分：

1）测量条件和谱分析所用参数的说明。

2）有关峰的信息：峰位、峰的净面积等。

3）核素定量分析结果：核素名称、强度及误差。

4）对系统的测量精度的估价及分析结果的附加说明。

前面我们以γ谱仪系统为例讨论了谱数据的处理方法以及谱处理程序的一般特点，但不同的实验任务，不同的系统，即使同是γ谱处理系统，也可采用不同的数学方法和处理程序，在特定的系统中将会有详细的说明。

# 第十四章　标准系统

## 14.1　NIM系统[2,10]

### 14.1.1　NIM系统的概念

NIM系统是标准化的核仪器插件系统，具有高度的互换性。它包括符合NIM系统规范的NIM插件和机箱，如图14.1所示。

机箱以标准的48.26cm（19in）面板为基础，可插入多个NIM插件，并配有电源，向插件提供适当的几组电压。其互换性包括三个因素：

1）机械互换性；

2）与电源有关的电气互换性；

3）与信号有关的电气互换性。

1）插件的单位宽度为34.2mm，一个机箱能插入12个单宽度插件。每个插件的宽度可以是单宽度插件宽度的整数倍。对插件的排列次序没有要求，任何组合都能插入。最通用的标准插件的高度是221mm（8 3/4 in）〔另一个标准高度177mm（5 1/4 in）只作专用〕。

2）结构紧凑的电源装在机箱的背后，通过12个机箱电源插座向插件供电，插座上的插针标明序号，并以总线（bus）的方式按下表连接：

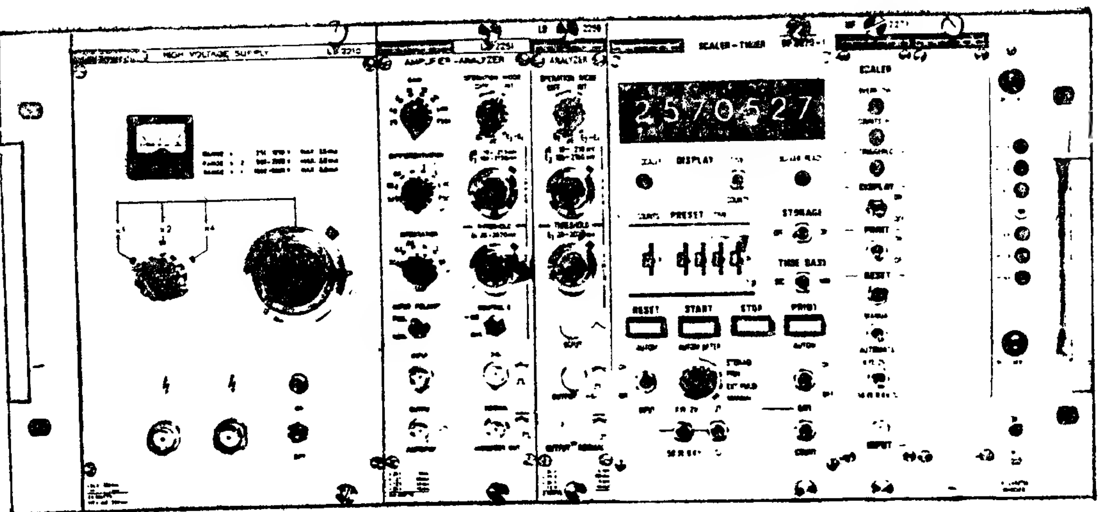



图14.1 NIM插件和机箱

| 插针号 | 功能 | 插针号 | 功能 |
|---|---|---|---|
| 10 | +6V | 34 | 电源回路地线 |
| 11 | −6V | 33 | 117v交流火线 |
| 16 | +12V | 41 | 117v交流中线 |
| 17 | −12V | 42 | 高质量地线 |
| 28 | +24V | | |
| 29 | −24V | | |

电源有下列几种类型：

小功率型，2A/12v和1A/24V（无6V），总输出功率在50℃时为72W；中功率型，再加5A/6V，总输出功率在50℃时为134W；大功率型，10A/6V，3A/12V，2A/24V，总输出功率为250～300W。

3）NIM仪器的线性信号和逻辑信号的连接通过标准的BNC型插头座，高压连接通过SHV型插头座。近年来对逻辑信号也引入了Lemo—00型或相当的Kings K-Loc系列插头座。对不同的信号提出如下建议，并指明在NIM标准中优先采用的实例。

一从直流至约20MHz范围内传输“慢”数字信息的逻辑电平：

这些信号都是电压信号：

| | 输出<br>（必须送出） | 输入<br>（必须响应） |
|---|---|---|
| 逻辑“1” | +4～+12V | +3～+12V |
| 逻辑“0” | +1～−2V | +1.5～−2V |

输入阻抗一般约为1kΩ。通常使用的输出阻抗为50Ω或≤10Ω。当使用长的传输电缆时（即当传输时间=延迟时

间$t_r$并与脉冲上升时间同一数量级时），在低阻抗（≤10Ω）输出的情况下，接收端必须接上阻值为电缆特性阻抗的电阻（图14.2$a$）；在50Ω输出阻抗的情况下，则用阻抗为50Ω的末端开路电缆（负载≫$Z$）（图14.2$b$）。假如反射不处于临界状态，一个输出端可接到不同输入端的数根电缆。

典型的信号上升时间约为10～100ns。触发用的脉冲宽度通常在0.1～1μs之间。现在，TTL（或DTL）电路有时直接作为“慢”逻辑信号的输出或输入电路。显然，它们与表中所给的逻辑电平是不匹配的，必须仔细检查信号和触发阈状态，以避免仪器工作不稳定。

—快逻辑信号：

这些信号是电流信号，流入阻抗为50Ω的负载。

| | 输出<br>（必须送出） | 输入<br>（必须响应） |
|---|---|---|
| 逻辑“1” | −14～−18mA | −12～−36mA |
| 逻辑“0” | −1～+1mA | −4～+4mA |

典型的上升时间约为2～10ns。输出阻抗为≥500Ω，输入阻抗为50Ω。对多于2个的高阻输入端，也可使用跨接（连通线）的方式。这样做，信号可以扩展到其他仪器，这时，传输线在最终的接收仪器上进行匹配。若输出级能提供两倍的标准输出电流，就可以接上两个50Ω的电缆负载，从而供给两个输入端$c$（图14.2$c$）或用其中的一根电缆作脉冲成形（削波）装置（图14.2$d$）。

—线性信号：

推荐的信号是正极性的电压信号，其变化范围为：

0～1V和0～10V

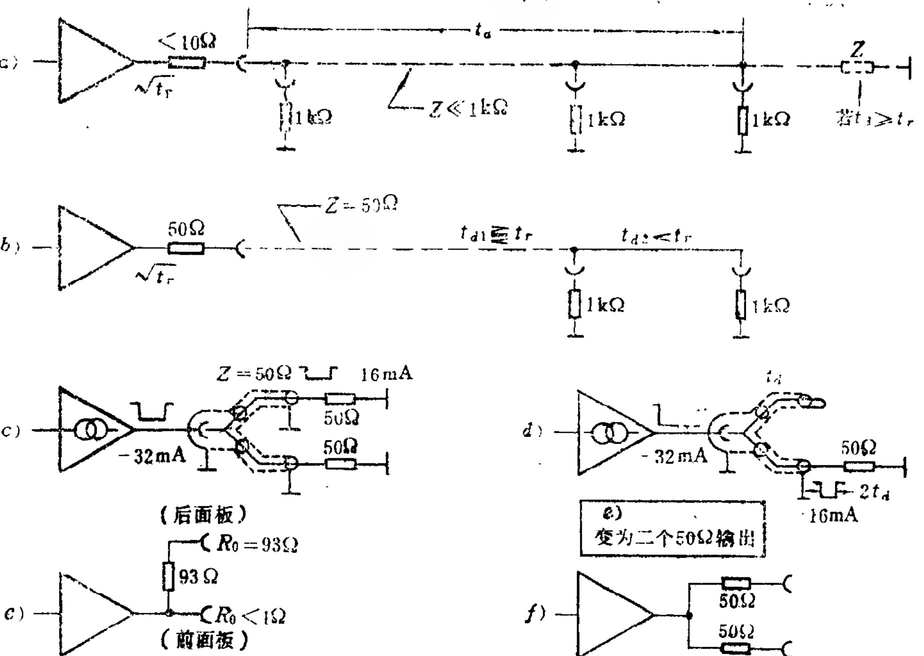


图14.2 标准NIM输出

a）正逻辑电压信号$R_0 \leqslant 10\Omega$；　b）正逻辑电压信号$R_0 = 50\Omega$；　c）快的负逻辑电流信号，驱动两个输入端；d）与c)相似，输出信号由短电缆削波成形；　e）线性10V输出，$R_0 \leqslant 1\Omega$和93Ω；　f）与e)相似，两个输出端都是$R_0 = 50\Omega$。

(0～100V范围现已废弃)

现今制造的仪器大都适合于0～10V的范围，上升时间约大于等于50ns。这适用于放大器输出、甄别器输入、展宽器、偏置放大器、线性门等。

关于标准线性信号大小的推荐意见不适用于前置放大器和放大器之间的信号。

在使用双极性信号时，通常，正极性为有效部分。

在NIM标准中，没有提出输入和输出阻抗的建议。有些厂家生产的仪器其前面板线性输出端通常具有极低的信号源阻抗，典型值小于1Ω。有时这些仪器有第二输出端（在后面板），阻抗为93Ω(图14.2*e*)。这些1Ω输出端是十分临界的，当用未加匹配的长度大于1m的电缆或用另一根临界长度的电缆作负载时，会产生频率为5～100MHz的振荡。这样的振荡会导致能量和时间分辨率变坏。查明这种问题常常是很困难的，因为假如经过一根较短的电缆连接到监测示波器上的话，输出端工作是良好的。

另一些厂家总是使用50Ω的输出阻抗，这样，对电缆长度是不苛求的。可容易地将上面提到的1Ω和93Ω输出改变为50Ω输出（图14.2*f*），用户就可以避免由于振荡以及93Ω和50Ω电缆的混淆所造成的麻烦。

0～－1V的动态范围用于上升时间小于50ns的快线性信号。正如快逻辑信号的情况一样，进入50Ω的电流输出常常为0～－20mA，其输入阻抗或者是50Ω，或者是带外接终端的跨接方式。

### 14.1.2　典型的NIM系统及其应用

NIM概念的最重要的两个优点是灵活性和互换性。使

用者能按实际需要组成最佳系统，而且可根据不同的实验，很容易重新组成新的仪器。一个现存的系统可以用新的插件更新，使新的仪器具有更优越的性能和使用价值，而不必更改整个仪器的设计，因此，在科学研究，教育领域内，应用更为广泛。

1）计数系统：图14.3绘出了简单单道计数系统，选取适当的道宽$\Delta E$，逐点调节阈值$E$，并进行相应的计数，可得到谱图。

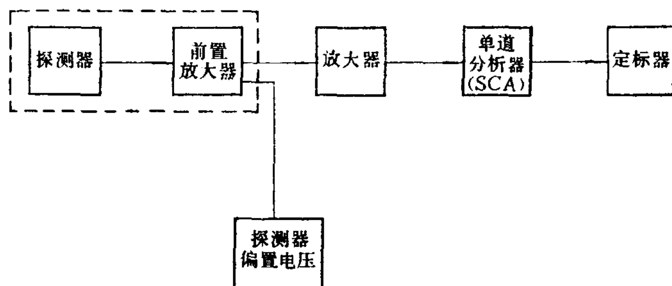



图14.3　单道计数系统

符合计数系统的构成如图（14.4）所示。仅对同时发生在两个探测器内的事件（严格地讲，在符合单元的分辨时间内）才能被计数。单道可以排除噪声的贡献，也可设置一个窄窗，进行能量选择，符合单元的选择依赖于所需的符合分辨时间和来自两个单道分析器的脉冲宽度。

2）能谱系统：在基本的能谱测量系统中（图14.5），谱放大器输出直接送到多道分析器（MCA）的输入，要注

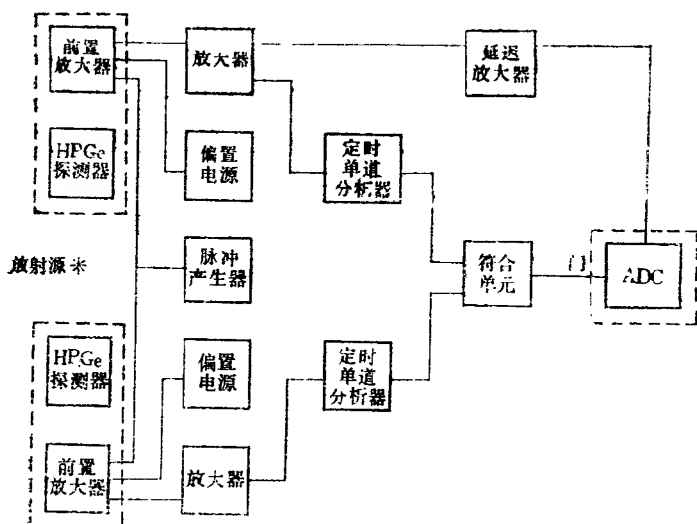



图14.4　符合计数系统

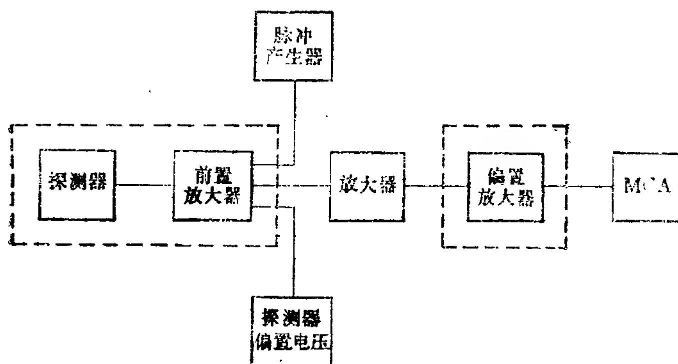



图14.5　简单能谱系统

意谱放大器的输出动态范围是否与MCA的输入动态范围相匹配，有时我们只对整个谱中的一部分感兴趣，可在放大器后插入一个偏置放大器。

图14.6为符合多道谱仪系统，与图14.4相比，符合单元输出作为选道输入，放大器输出作为线性输入，保证线性信号的前沿在符合单元输出的门控信号之后才到达多道分析器（MCA）。假如MCA有适当的输入延迟则延时放大器可省略。可见，NIM插件的选择要视具体情况灵活掌握，对整个系统要有全面的分析和了解。

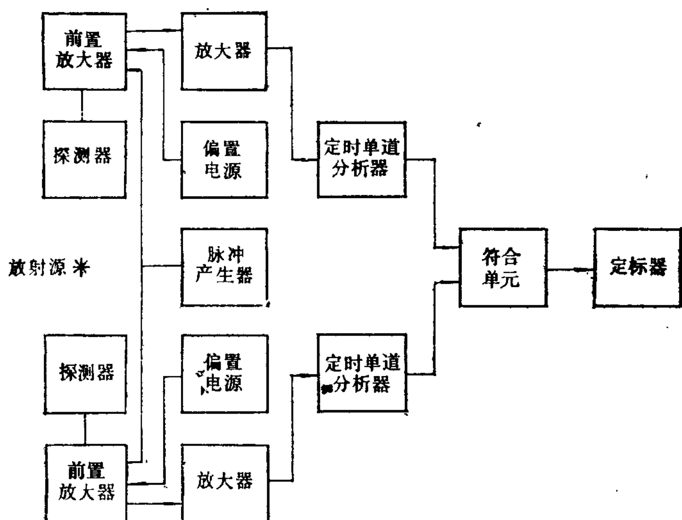



图14.6　符合多道谱仪系统

3）时间谱仪系统：快塑料闪烁体系统（图14.7）用于γ－γ寿命和飞行时间的测量。它主要由恒比定时甄别，快

符合及时间-脉冲幅度转换器（TAC）等插件组成。在快符合“停止”分支电路中的延迟单元，使来自符合事件的信号在“起动”信号足够长的时间内到达，保证时间-脉冲幅度转换器工作在线性范围内，且时间分辨率与动态范围是有关的。

此系统也可用于正电子湮没的研究，时间谱可以得到正电子在金属中的寿命，从而测定金属中疲劳损伤的程度。伴随正电子发射的γ射线作为TAC的起始信号，正电子在样品中湮没而发射的γ射线作为“终止”信号，正电子寿命越长，意味着疲劳损伤越大。

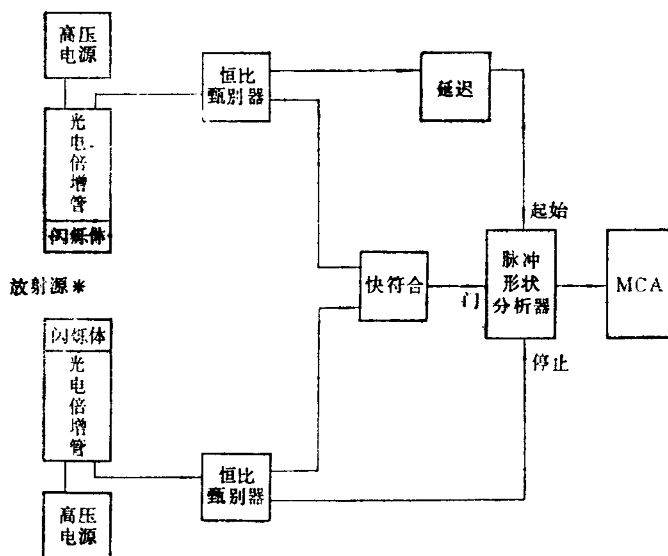



图14.7 快塑料闪烁体系统

图14.8给出了脉冲形状甄别系统，用NaI（Tl）-CsI（Tl）复合闪烁体通过脉冲形状甄别，来区分低能γ射线（如Pu17keV）与宇宙射线及其他本底的贡献。其中NaI（Tl）发光衰减时间为230ns，CsI（Tl）为1.1μs，NaI(Tl)的厚度足以完全阻止17keVγ射线。其中脉冲形状分析器（PSA）用于区分CsI和NaI中的脉冲，并与单道分析器（SCA）一起作为符合门，消除射线信号中的大多数本底，从而达到测量低能γ射线的目的。

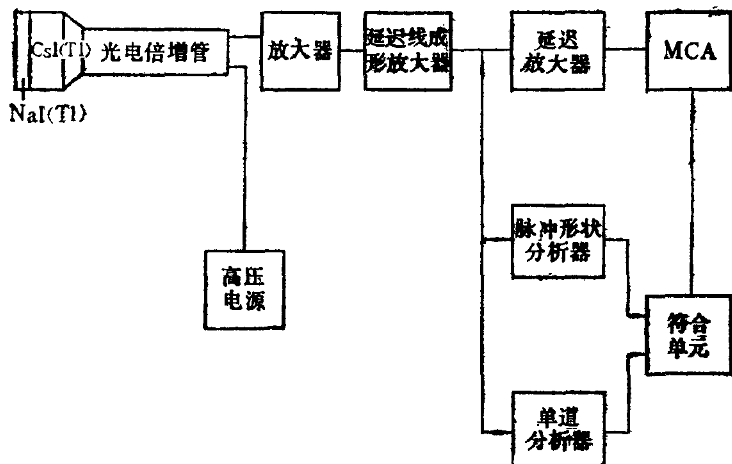



图14.8 脉冲形状甄别系统

在组成实际的系统中，除对测量方法和测量对象要有深刻的了解外，需对各厂家的NIM插件的功能、指标等方面有较深的了解，方能组成理想的NIM系统。

## 14.2 CAMAC系统[2、11、12]

### 14.2.1 CAMAC系统的概念

随着实时计算机系统在数据获取、科学研究和工业过程监测与控制中的应用，欧洲和美国委员会合作研制成功CAMAC系统（计算机自动测量与控制——Computer Automation Measurement And Control）。它为插件式仪表系统，该系统具有特别适用于计算机数据和控制系统的数字式接口标准。可以说，CAMAC是一种计算机和与其在线连接的设备之间交换数据和信息的硬件和软件的标准。

CAMAC对于功能插件和机箱的几何尺寸和机械结构作了标准化规定。CAMAC机箱的宽度与NIM机箱的宽度相同，也是48.26cm（19in）。每个机箱分为25个单宽度，最多可插入25个CAMAC插件。CAMAC插件的宽度是单宽度的整数倍，在机箱后部有25个86芯插座，每个插座位置被赋予一个号码，称为站号。从前面板看，最左边是第1站，最右边是第25站。通常，机箱的第1至23站插入功能插件，第24和第25站插入一个双宽度的机箱控制器插件。机箱控制器的作用是充当各插件与数据通道或计算机之间的对话装置，控制机箱内各功能插件的动作。

机箱控制器有下列四种形式：

1）带可编程序机箱控制器的独立系统，控制器自主地操作CAMAC机箱，与外部计算机没有直接连接，称为自治机箱控制器。

2）小型、紧凑的带专用机箱控制器的系统，控制器起专用计算机输入/输出通道接口的作用，控制器因计算机型

号不同而不同，称为U型控制器。

3）大型紧凑的带有多至7个标准机箱控制器的系统，这种控制器称为A型控制器，它为CAMAC机箱经CAMAC分支驱动器与计算机相连时的控制器，所以A型控制器和计算机型号无关，而分支驱动器则随计算机型号而变。

4）分布很广泛的系统，带62个标准机箱控制器，称为L型控制器，经过串行驱动器与计算机相连，这种控制器与计算机型号无关。

和NIM一样，CAMAC机箱中使用的直流电源也是标准的。电源总线与每个插座相连，为每个插座提供电源，电源种类有±6V和±24V。为兼顾NIM插件的需要，可增加±12V，+200V和交流117V。NIM插件可以插入CAMAC机箱，通过一个插接件供电。

### 14.2.2 CAMAC机箱通道和分支干线

CAMAC标准除规定了电源和机械尺寸外，对插件之间以及插件和计算机之间的信息传送方式也作出了标准化规定。

在机箱中各功能插件通过标准的机箱数据通道L简称机箱通道）和机箱控制器交换数据和控制信息。

机箱通道有两种连接方式。一种称为总线，是把各站的插座中同一编号的插针并联起来。另一种称为专用线，是把普通站的一个接点与控制站的某一接点连起来，通过总线或专用线传送控制信息和数据，每根信号线都有其固定的功用。

机箱通道中的信号线按其传送信号的种类可以分为CAMAC指令线、数据总线、公共控制信号线和状态信息线

四组。

若干个机箱通过各自的机箱控制器与分支干线(Branch high way)相连，分支干线也是一组标准的信号传输线，它通过分支驱动器与计算机的I/O总线相连。

这样，在计算机发出的受控插件的地址码和该插件中执行指定操作的功能码通过分支干线传送到机箱控制器，再通过机箱通道到达指定功能插件。被寻址的插件接受这些信息并完成指定的某种动作。反之，当由插件向计算机传送数据时，数据首先由机箱通道并行地传送到机箱控制器，再经分支干线传送到计算机。

在CAMAC规范中、对分支干线、机箱通道及机箱控制器作了明确的规定，这样可以很方便地改变功能插件的组合，以满足不同的测量系统的要求，具有与NIM系统一样的互换性和灵活性的特点。

### 14.2.3 CAMAC系统实例

一个实际的CAMAC系统往往由多个机箱组成，各机箱之间的连接方式基本上分为并行方式和串行方式两种。采用平行方式连接构成的系统称之为分支系统(Branch system)，采用串行方式构成的系统称为串行系统(Serial system)。

关于分支系统，由于它采用平行方式传送各种信息，因而数据传输速度快，其主要缺点是分支干线的长度不能太长，因而适于在各机箱距离较近而要求高速传送信息时选用。

在串行系统中，各个机箱用串行干线连接起来，构成一个闭合的环，串行干线不受距离的限制，可以把远距离的机

## CAMAC 技术条件及补充资料

| 描述 | 欧洲共同体委员会与ESONE委员会出版物 | 其他机构出版的相应文献 | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | US ERDA NIM委员会出版 | IEEE出版 | IEC出版 | CMEA出版 |
| 用于数据处理的插件式仪表系统 | EUR 4100e (1972)(英文)<br>EUR 4100f (1972)(法文)<br>EUR 4100i (1972)(意文) | TID—25875● | IEEE标准583** (1975) | IEC出版物482<br>IEC出版物516 | 4572—74<br>4573—74 |
| CAMAC系统中的字组转移 | EUR—4100补充 | TID—26616● | IEEE标准683 (1976) | 即将出版 | |
| 多机箱系统(并行分支干线)的结构 | EUR—4600e(英文)<br>EUR—4600f(法文)<br>EUR—4600i(意文) | TID—25876● | IEEE标准596 (1976) | IEC出版物552 | 即将出版 |
| 50Ω系统中幅度模拟信号的技术条件 | EUR—5100e(1974) | TID—26614 | | IEC出版物323 | 即将出版 |
| 关于CAMAC仪表系统的补充资料 | CAMAC公报第六期增刊 | TID—25877 | IEEE标准583和596的一部分 | | |
| CAMAC串行干线系统和串行机箱控制器L2型 | EUR6100e | | IEEE标准595 | IEC45(秘书处)195 | 即将出版 |

| 描　　述 | 欧洲共同体委员会与ESONE委员会出版物 | 其他机构出版的相应文献 | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | US ERDA NIM委员会出版 | IEEE出版 | IEC出版 | CMEA出版 |
| LML的定义<br>CAMAC系统使用的语言 | ESONE／IML／01 | TID—26615 | | | |
| 用于CAMAC的实时 Basic 语言 | ESONE／RTB／02<br>(RTB／01的修订本) | TID—26619 | | | |
| 关于CAMAC串行干线驱动器和SCC-L2的LAM 分类器的建议 | ESONE／SD／02 | TID—27675 | | | |
| CAMAC机箱中的多路控制器 | EUR6500e（即将出版） | TID—26617<br>（即将出版） | | | |
| CAMAC指导性文献 | | TID—26618 | | | |

文献编制单位

| | | | |
|---|---|---|---|
| 欧洲共同体正式出版物办公室<br>P.O.Box1003<br>Luxembourg | EUR文献 | IEEE服务中心<br>445Hoes Lane, Piscataway<br>New Jersey 08854, USA | IEEE文献 |
| ESONE／ECA秘书处<br>由欧洲共同体委员会转交<br>CCR—BCMN<br>B—2440 Geel | ESONE文献<br>EUR文献限发<br>ESONE/ECA<br>成员 | 国际电工委员会秘书处<br>I Rue de Varembe<br>CH—1211 Geneve 20 | IEC文献 |
| 美国国家标准局<br>Washington D.C.20234, USA<br>Attn.,L.Costreil | TID文献 | CMEA 秘书处<br>Проспект Калепина 56<br>Москва, СССР | CMEA文献 |

•）不再供应，由IEEE标准出版物取代。　　••）也见美国标准ANSI/IEEE Std.583-1975.

箱所组成的实验系统组成一个闭合系统。各种信息以串行码的方式在干线上传送。因此，串行系统具有机箱多、距离远和抗干扰性强的优点，但数据传送速度慢。

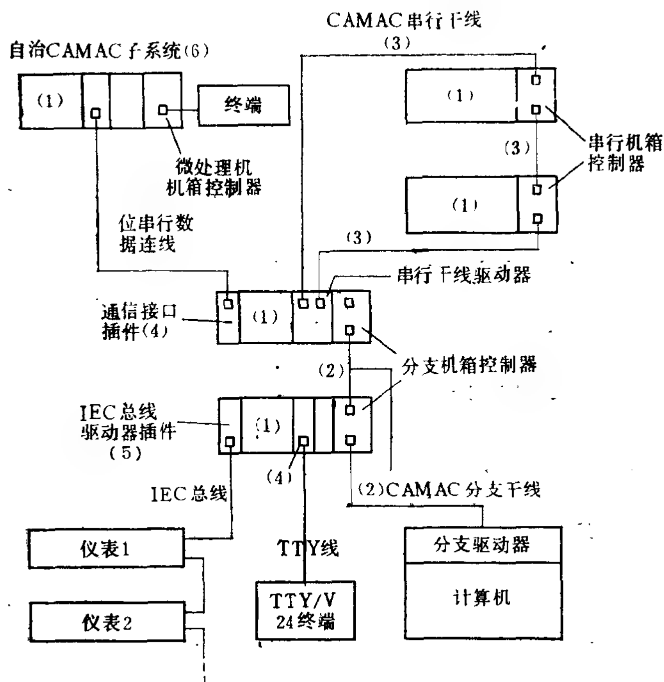



图14.9 复杂的CAMAC系统

(1) ——带有机箱通道（数据通道）的CAMAC机箱；
(2) ——分支干线；
(3) ——串行干线；
(4) ——TTY-/V 24终端的通信接口；
(5) ——HP-IEC-总线的控制/监听/对话接口；
(6) ——带有微处理机的自治CAMAC系统。

实际的CAMAC系统，为了能发挥上述两种基本方式之长而避其短，多采用混合方式。一个复杂的CAMAC系统如图14.9所示。

CAMAC系统的介绍可详见参考文献〔11〕和TTD-26618。125、126页的两张附表为所有技术条件和补充资料汇总表。

## 参 考 文 献


〔1〕 E.Kowalski,Nuclear Electronics,Springer-Verlag,Berlin-Heidelberg-New York, 1970.

〔2〕 P. W. Nickolson, Nuclear Electronics, John Wiley & Sons, London-New York-Sidney-Toronto, 1974.

〔3〕 L.J.Herbst,Electronics for Nuclear Particle Analysis, Oxford University Press, 1970.

〔4〕 ORTEC,Radiation Detection - Measurement - Analysis, Catalog, Oak Ridge, USA.,1984.

〔5〕 William J. Price,Nuclear Radiation Detection, McGraw-Hill Book Comp., 1964.

〔6〕 H.Neuert, Kernphysikalische Me verfahren, G. Braun, Karlsruhe, 1966.

〔7〕 G.Bertolini, A.Goche, Semiconductor Detectors, North-Holland Publishing, Amsterdam, 1968.

〔8〕 E.Fairstein, J.Hahn, Nuclear Pulse Amplifiers,Fundamentals and Design Practice I-V.,
*Nucleonics* 23, No.7, 9, 10, 1965.
*Nucleonics* 24, No.1, 3, 1966.

〔9〕 W.Melling, F.Stary, Nanosecond Pulse Techniques, Gordon and Breach, New York-London-Paris, 1968.

〔10〕 AEC NIM Committee, Standard Nuclear Instrument Modules(NIM).United States Atomic Energy Commission,

Washington, TID 20893(Rev.4), 1974.

〔11〕 CAMAC Bulletin, Issue Supplement B, *Bibliography*, No.13, Sept., 1975.

〔12〕 CAMAC Tutorial Papers, *IEEE Trans.Nucl.Sci.*NS-18, No.2, 1971, NS-20, No.2, 1973.

〔13〕 G.D.Alkseev et al., *Nucl. Instr.Meth.*, 177, 385, 1980.

〔14〕 M.Atac et al., Fermilab Report FN-339, 1981.

〔15〕 G.Battistoni et al., *Nucl. Instr.Meth.*, 176, 297, 1980.

〔16〕 G.Charpark, *Nucl.Instr.Meth.*, 176, 9, 1980.

〔17〕 G.Charpark, *Nucl.Instr.Meth.*, 62, 235, 1968.

〔18〕 G.Charpark, and D Rahm, *Nucl.Instr.Meth.*, 80, 13, 1970.

〔19〕 G.Charpark, *Ann.Rev.Nucl.Sci.*, 20, 213, 1970.

〔20〕 A.H.Walenta, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-22, No.1, 251, 1975.

〔21〕 S.Peterström and G. Holmen, *Nucl.Instr.Meth.*119, 151, 1974.

〔22〕 C.R.Gruhn, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-24, No.1, 93, 1977.

〔23〕 J.Kemmer et al., *IEEE Trans.Nucl. Sci.*, NS-29, No. 1, 733, 1982.

〔24〕 E.Heijne and P.Jarron, *IEEE Trans.Nucl. Sci.*,NS-29, No.1, 405, 1982.

〔25〕 J.Kemmer, *Nucl.Instr.Meth.*, 169, 499, 1980.

〔26〕 P. Burger et al. , *IEEE Nucl. Sci. Symposium*, San Francisco, Oct.19—21, 1983.

〔27〕 R.H.Pehl et al., *IEEE Trans.Nucl.Sci.*, NS-26, No. 1, 321, 1979.

〔28〕 H.W.Kraner et al., *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-22, No.1, 149, 1975.

〔29〕 J.Kemmer et al., *Nucl.Instr. Meth.*, 178, 543, 1980.

〔30〕 K.Oba et al., *IEEE Trans.Nucl. Sci.*, **NS-26**, No.1, 346, 1979.

〔31〕 HAMAMATSU TV Co.,Ltd., Charactristics and Applications of Microchannel Plates.G82-8-5.Printed in Japan.

〔32〕 G.Blaner et al., MOI-PAB/Exp **E1.94**, 1981.

〔33〕 HAMAMATSU TV.Co., Ltd.,Photomultiplier Tubes for Use in High Energy Physics.Printed in Japan.

〔34〕 C.C.Ting et al., *Nucl.Physi*, **B89**, 1, 1975.

〔35〕 R.Mennier, International Conference on Instrumentation for High Physics, Frascati, 371, 1973.

〔36〕 T. W. Mitchell and N. F. Mott, *Phil. Mag.*, **2**, 1149, 1957.

〔37〕 W.H.Barkas, Nuclear Research Emulsions, N.Y., Academic Press I, 1963, II, 1973.

〔38〕 Luminescence Dosimetry.Proc.of Inter.Conf.Lumi.Dos., 1965.

〔39〕 N.W.Holm and R.J. Berry, Manual on Radiation Dosimetry, N.Y., Deker, 1970.

〔40〕 K. Becker, Solid State Dosimetry, Tennessee, Published by CRC Press;Inc., 1973.

〔41〕 J.W.Hilborn, *Nucleonics*, **22**,No.2, 69, 1964.

〔42〕 R. B. Shields, *IEEE Trans. Sci.*, **NS-20**, No. 1, 603, 1973.

〔43〕 关口晃，原子力工業，**16**, No.11,1970.

〔44〕 D.A. Landis, *IEEE Trans.Nucl. Sci.*, **NS-26**, No.1, 428, 1979.

〔45〕 C.H.Nowlin, *IEEE Trans.Nucl. Sci.*, **NS-17**, No.1, 226, 1940.

〔46〕 T.V.Blalock, *Rev.Sci.Instr.*, **36**, 1448, 1965.

〔47〕 Harbort Stelzer, *Nucl.Instr. Meth.*,133, 409, 1946.

〔48〕 J.Koskelo Markhu, *Nucl.Instr. Meth.*, 190, 89, 1981.

[General Information]
□□=□□□□□□
□□=□□□□
□□=132
SS□=10186058
□□□□=1988□02□□1□

□□

□□


□□□□ □□□

□□□ □□□□□

1.1 □□

1.2 □□□

1.3 □□□□□

1.4 □□-□□□□□

1.5 □□□□□(SQS)□□□

1.6 □□□□□

□□□ □□□□□□

2.1 □□

2.2 □□□□□□□□

2.3 □□□□□□□□

□□□ □□□□□

3.1 □□

3.2 □□□□□

3.3 □□□

□□□ □□□□□□□

4.1 □□

4.2 □□□

4.3 □□□□□

□□□ □□□□□□□□□□□

5.1 □□

5.2 □□□

5.3 □□□□□□□

□□□ □□□□□□

6.1 □□

6.2 □□□□□

6.3 □□□□□

7.1
7.2
7.3 γ
8.1
8.2
8.3
9.1
9.2
9.3
10.1
10.2
10.3 (PSD)
12.1
12.2
12.3
13.1
13.2 - (ADC)
13.3
13.4
13.5 γ

[illegible]

14.1 NIM[illegible]

14.2 CAMAC[illegible]